

С. В. Перцов

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

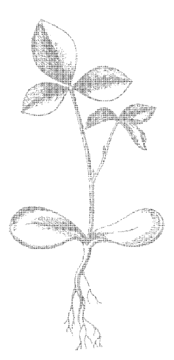
ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 442

С. В. ПЕРЦОВ

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ





ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО

МОСКВА 1962 ЛЕНИНГРАД

В брошюре изложены физические основы работы параметрических усилителей. Основное внимание уделяется наиболее перспективным параметрическим усилителям на полупроводниковых диодах. Рассмотрен механизм получения емкости полупроводникового диода, зависимой от величины приложенного напряжения. Произведена классификация и рассмотрены основные типы диодных параметрических усилителей. Приводятся сведения об основных характеристиках параметрических усилителей и возможности их использования в приемных устройствах различных радиотехнических систем.

Брошюра рассчитана на подготовленных радиолюбителей.

6Ф2 *Перцов Сергей Викторович*
П26 Параметрические усилители. М—Л., Госэнергоиздат
56 стр. с илл. (Массовая радиобиблиотека, вып. 442).

6Ф2

Обложка художника *А. М. Кувшинникова*

Редактор *А. Ф. Богданов* Техн. редактор *А. М. Фридкин*

Сдано в набор 15/XII 1961 г. Подписано к печати 29/V 1962 г.
Бумага 84×108[1]/32. 2,87 п. л. Уч.-изд. л. 3,7
Т-04382 Тираж 40 000 экз. Цена 15 коп. Зак. 890.

1-я типография Профиздата. Москва, Кругицкий вал, 18.

ВВЕДЕНИЕ

Бурный прогресс науки, происходящий в последние годы, немыслим без всестороннего развития таких важных ее областей, как радиотехника и электроника. Создание и запуск искусственных спутников Земли и межпланетных космических ракет поставили перед радиотехникой чрезвычайно ответственные задачи по осуществлению радиосвязи, а также контролю и получению необходимой информации от объектов, находящихся на удалении порядка миллионов километров от наземных станций. Ограничения, налагаемые на мощность передающих устройств, и размеры антенных систем радиотехнических установок, расположенных на объектах, запускаемых в космос, приводят к значительному повышению требований к качеству приемных устройств, применяемых в системах управления полетом космических ракет. Прежде всего это относится к чувствительности приемников. Достаточно сказать, что мощность сигналов, приходящих от объектов, запускаемых в космос, может иметь величину порядка 10^{-19} *вт* и меньше.

Существует ряд других радиотехнических систем, в которых необходимо усиление чрезвычайно слабых сигналов. Например, имеется возможность сверхдальней связи на УКВ с использованием в качестве пассивных или активных ретрансляторов искусственных спутников Земли. Расчеты показывают, что при мощности передатчика порядка 85 *квт* на частоте 2 000 *Мгц* и высоте полета спутника 5 000 *км* возможно осуществление бесперебойной связи на расстояниях, превышающих десятки тысяч километров. Мощность сигнала в точке приема при этом не превышает 10^{-15} *вт*.

Задачи приема очень слабых сигналов встречаются также при осуществлении связи с использованием тропосферного рассеивания, при сверхдальнем телевидении, в радиорелейных линиях, радиолокации, радиоастрономии и в ряде других областей.

Подавляющее большинство упомянутых систем связи работает в диапазоне УКВ. Поэтому при практическом осуществлении названных систем очень важной задачей является создание радиоприемных устройств, способных принимать весьма слабые сигналы. Это требование эквивалентно требованию повышения предельной чувствительности приемного устройства. До недавнего времени такая задача применительно к метровому и в особенности к сантиметровому диапазонам волн считалась весьма сложной. Однако за последние годы созданы новые по принципу действия малошумящие усилители. К ним относятся в первую очередь параметрические и молекулярные уси-

лители, а также лампы бегущей волны. Применение таких усилителей в качестве входных каскадов приемных устройств СВЧ позволяет значительно улучшить основные показатели последних и, в частности, реализовать исключительно высокое значение предельной чувствительности, близкое к теоретически возможному.

В настоящей брошюре рассмотрены устройство, принцип работы и основные характеристики одного из наиболее перспективных усилителей — параметрического усилителя на полупроводниковых диодах.

КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА И ПРЕДЕЛЬНАЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ РАДИОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА

Предельная чувствительность является важнейшим параметром радиоприемного устройства, который характеризует его способность принимать слабые сигналы в условиях помех, создаваемых собственными шумами антенны и приемника. Предельная чувствительность приемника определяется величиной мощности (или э. д. с.) сигнала в антенне, при которой на выходе приемника мощность полезного сигнала равна мощности собственных шумов приемника и антенны. Для возможности уверенного приема в большинстве приемных систем мощность сигнала на их входе должна превышать в определенное число раз значение, соответствующее предельной чувствительности радиоприемного устройства. Поэтому чем меньше значение собственных шумов приемного устройства и антенны, тем более слабые сигналы способно принимать данное устройство и тем выше его предельная чувствительность.

Коэффициент шума и шумовая температура. Существует два основных источника возникновения собственных шумов в приемном устройстве: шумы во входных цепях (электрические флуктуации) приемника (в том числе и в сопротивлениях потерь колебательных контуров) и шумы электронных ламп, вызываемые главным образом дробовым эффектом.

Шумы во входных цепях вызываются беспорядочным тепловым движением свободных электронов, имеющихся в любом проводнике. Из-за беспорядочности этого движения равномерность распределения электронов в объеме проводника в отдельные моменты времени нарушается, вследствие чего между концами проводника (сопротивления) возникает э. д. с. флуктуационного шума, беспорядочно меняющаяся во времени.

Шумы лампы вызываются флуктуациями ее анодного тока, которые объясняются некоторыми различиями в числе электронов, вылетающих из катода в одинаковые интервалы времени, по сравнению со средним значением этого числа, определяющим силу анодного тока. Это явление называется дробовым эффектом, а шумы, вызываемые им, — дробовыми шумами.

Антенна приемника также является источником шумов, которые определяются не только тепловыми шумами полного активного сопротивления антенны, но также и другими причинами, важнейшими из которых являются прием антенной посторонних электромагнитных колебаний, а также тепловое излучение окружающей среды. Таким образом, антенна всегда является источником не только полезного сигнала, но также и шумов.

Величиной, характеризующей шумовые свойства радиоприемного устройства, является коэффициент шума. На рис. 1 приведена схема, позволяющая уяснить смысл этого показателя. Из антенны на вход усилительного каскада (радиоприемного устройства) поступают полезный сигнал, характеризуемый номинальной мощностью $P_{с.вх}$*, и шум с номинальной мощностью $P_{ш.вх}$ Номинальная мощность сигнала и шума на выходе усилителя характеризуется величинами $P_{с.вых}$ и $P_{ш.вых}$.

Коэффициент шума является величиной, показывающей, во сколько раз изменяется отношение номинальных мощностей сигнала

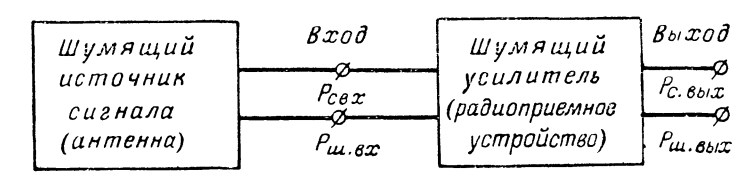


Рис. 1. Прохождение через радиоприемное устройство сигнала и шума.

и шума при переходе от входа к выходу рассматриваемого усилительного каскада (радиоприемного устройства):

$$Ш = \frac{\left(\frac{P_с}{P_ш}\right)_{вх}}{\left(\frac{P_с}{P_ш}\right)_{вых}}. \quad (1)$$

Если бы усилительный каскад не обладал собственными шумами, то отношения номинальных мощностей сигнала и шума на входе и на выходе были бы равны и коэффициент шума равнялся бы единице. Однако вследствие шумов усилительного устройства результирующая шумовая мощность на выходе превышает усиленную мощность шумов источника сигнала на величину собственных шумов усилителя. Это приводит к уменьшению отношения $P_с/P_ш$ на выходе, мерой которого и является коэффициент шума. Из определения следует, что коэффициент шума является безразмерной величиной. Часто, однако, его выражают в децибелах, используя соотношение

$$Ш(дб) = 10 \lg Ш. \quad (2)$$

Коэффициент шума характеризует приемное устройство в совокупности с источником сигнала. Для характеристики шумовых свойств собственно усилительного каскада часто применяют понятие «шумовой температуры» [1]. Правомерность использования этого поня-

* Номинальной мощностью источника называется мощность, отдаваемая источником в согласованную нагрузку.

[1] Иногда вместо термина «шумовая температура» употребляют термин «эффективная температура».

тия для характеристики шумовых свойств систем определяется формулой, выводимой в теории шумов, согласно которой номинальная мощность шумов сопротивления не зависит от величины сопротивления, а определяется лишь его температурой и полосой пропускания цепи, соединяющей сопротивление с измерительным устройством:

$$P_{ш} = kTB, \qquad (3)$$

где $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ *дж/град* — постоянная Больцмана;

T — абсолютная температура (или температура по Кельвину) сопротивления ($T = 273° + t$, где t — температура в градусах Цельсия);

B — полоса пропускания, *гц* (обычно является постоянной величиной, поэтому температура сопротивления полностью определяет его шумовые свойства).

Обычно при расчете шумов считают, что сопротивление находится при комнатной температуре. Тогда $T = T_0 = 273 + 20 = 293 \approx 300°$ абс. (300° K). Эту величину T_0 принимают за стандартную шумовую температуру при всех расчетах.

Шумовой температурой $T_ш$ усилительного каскада называется температура, до которой надо нагреть активное сопротивление, подсоединенное ко входу каскада, электрически идентичного рассматриваемому, но лишенного шума, чтобы на выходе получить такую же мощность шума, которую дает реальный каскад.

Шумовая температура связана с коэффициентом шума простым соотношением:

$$T_ш = T_0 (Ш - 1). \qquad (4)$$

В табл. 1 приведены типовые значения коэффициента шума и шумовой температуры радиоприемных устройств различных диапазонов частот. Понятия шумовой температуры обычно используют также для того, чтобы характеризовать шумовые свойства антенны.

Таблица 1

Частота, *Мгц*	*Ш*	*Ш* (*дб*)	$T_ш$, °K
30	2—5	3—7	300— 1 200
60	4—6,5	6—8	900— 1 650
100	6,5—16	8—12	1 650— 4 500
600	10—32	10—15	2 700— 9 100
3 000	15—100	12—20	4 200—30 000
10 000	15—150	12—22	4 200—45 000

Предельная чувствительность радиоприемного устройства определяется его коэффициентом шума и шумовой температурой антенны:

$$P_{пр} = kT_c B(Ш + t_a - 1), \qquad (5)$$

где $t_a = \frac{T_a}{T_0}$ — относительная шумовая температура антенны;

$T_а$ — шумовая температура антенны (величина $T_а$ часто бывает больше, чем фактическая температура антенны, вследствие приема антенной посторонних электромагнитных колебаний).

Из соотношения (5) следует, что для увеличения предельной чувствительности желательно максимально уменьшить коэффициент шума системы. С допустимой для практических расчетов точностью можно полагать, что коэффициент шума радиоприемного устройства определяется шумами его первых двух каскадов:

$$Ш = Ш_1 + \frac{Ш_2 - 1}{K_{p1}}, \qquad (6)$$

где $Ш$ — общий коэффициент шума устройства;
$Ш_1$ — коэффициент шума первого каскада;
$Ш_2$ — коэффициент шума второго каскада;
K_{p1} — коэффициент усиления номинальной мощности первого каскада.

Из соотношения (6) следует, что при достаточно большом усилении первого каскада вторым членом в выражении для коэффициента шума можно пренебречь. При этом $Ш \approx Ш_1$, т. е. коэффициент шума системы будет определяться шумовыми свойствами ее первого (входного) каскада. Таким образом, для увеличения предельной чувствительности приемных устройств СВЧ необходимо применять в качестве входных каскадов малошумящие усилители, обладающие достаточно большим коэффициентом усиления.

Усилители на электронных лампах в диапазоне СВЧ не удовлетворяют этим требованиям. Коэффициент шума каскадов на электронных лампах быстро возрастает по мере увеличения частоты (см. табл. 1), а коэффициент усиления их уменьшается из-за увеличения паразитных проводимостей анод — катод и сетка — катод. Поэтому приемники дециметрового и сантиметрового диапазонов до последнего времени конструировались без каскада усиления радиочастоты. В качестве первого каскада таких устройств обычно использовались преобразовательные каскады, обладающие достаточно большим коэффициентом шума (порядка 10—20) и очень низким коэффициентом передачи номинальной мощности (0,15—0,30). Коэффициент шума приемного устройства при этом оказывался весьма высоким, а предельная чувствительность — плохой.

Добиться существенного уменьшения шумов электронных ламп на СВЧ путем рационального конструирования их не представляется возможным, поскольку дробовые шумы связаны по самой своей природе с механизмом работы лампы. Единственный путь повышения чувствительности на СВЧ состоял в разработке совершенно новых по принципу действия усилительных устройств.

МАЛОШУМЯЩИЕ УСИЛИТЕЛИ СВЧ

Необходимость создания малошумящих усилителей СВЧ привела в последнее время к разработке новых типов усилительных устройств. К таким устройствам относятся квантовые или молекулярные усилители, параметрические усилители (ПУ) и лампы бегущей волны (ЛБВ).

В табл. 2 приведены параметры, характеризующие возможность использования этих приборов в качестве усилителей СВЧ.

Таблица 2

Лампы бегущей волны			Молекулярные усилители			Параметрические усилители			
Частота, *Ггц*	Усиление, *дб*	Шумовая температура, °К	Частота, *ГГц*	Усиление, *дб*	Шумовая температура, °К	Частота, *Ггц*	Усиление, *дб*	Шумовая температура, °К	Шумовая температура при охлаждении усилителя, °К
1—2	25	1 500—3 000	2,8	30	25	3,1	20	100	50
1,1—1,4	27	1 200							
2,5—3,5	25	1 000	5,5	28	28	5,84	16	100	—
2—4	28	1 600—3 300	9	30	65	6	18	150	44
9	20	4 500				6	18	65	21
						9,37	17	500	—
						11,5	10	400	—

Примечания:

1. Коэффициент усиления по мощности в децибелах определяется следующим соотношением: K_p $(дб) = 10 \lg K_p$.
2. Охлаждение является одним из способов снижения шумов параметрического усилителя. Данные, приведенные в таблице, соответствуют охлаждению до температуры жидкого азота ($T \approx 87°$ K).
3. Данные, приведенные в таблице, взяты из иностранной литературы.

Из таблицы следует, что наименьшим уровнем шумов в диапазоне СВЧ обладают молекулярные усилители. Однако в случае охлаждения параметрических усилителей шумовые температуры параметрического и молекулярного усилителей имеют один и тот же порядок. Сравнение шумовых характеристик малошумящих усилителей и электронных ламп на СВЧ дает ясное представление о преимуществах рассматриваемых устройств.

Применение малошумящих усилителей в качестве входных каскадов радиоприемных устройств СВЧ позволяет значительно улучшить их шумовые характеристики и, таким образом, увеличить предельную чувствительность на один-два порядка. На рис. 2 приведены значения шумовых температур, характеризующих приемные устройства при применении в них малошумящих усилителей.

Широкому использованию молекулярных усилителей препятствует ряд их недостатков, важнейшими из которых являются сложность и громоздкость конструкции, необходимость применения дорогостоящих магнитных систем, большое время восстановления после прихода мощного импульсного сигнала, необходимость охлаждения до температуры жидкого гелия и пр.

Применение ламп бегущей волны в приемных системах, к величине предельной чувствительности которых предъявляются высокие требования, ограничивается достаточно высоким уровнем шумов ЛБВ (шумовая температура лучших образцов не менее 800—900° К), являющихся по своей природе дробовыми шумами, не поддающимися устранению. Кроме того, ЛБВ характеризуются значительными раз-

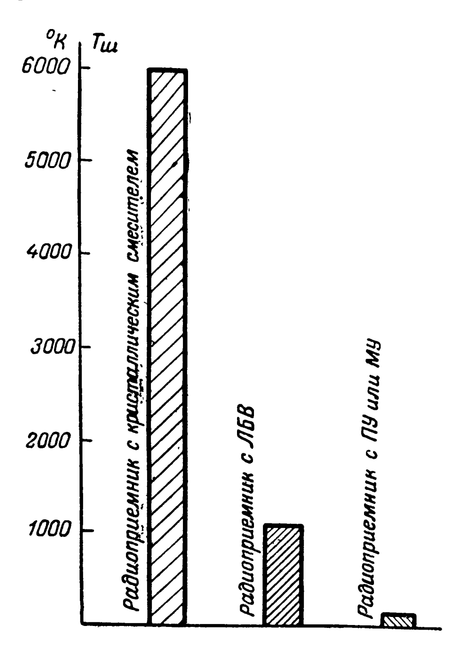


Рис. 2. Сравнительные шумовые характеристики обычного радиоприемного устройства и систем с малошумящими усилителями на входе.

мерами и весом, а также весьма низким к. п. д. Поэтому наиболее перспективными являются параметрические усилители, свободные от недостатков, присущих молекулярным усилителям, и значительно превосходящие ЛБВ по своим шумовым характеристикам.

ПАРАМЕТРИЧЕСКОЕ УСИЛЕНИЕ

Механизм усиления колебаний параметрическими усилителями существенно отличается от механизма усиления обычными усилителями с электронными лампами и транзисторами, в которых усиление происходит благодаря управлению входным сигналом постоянного электронного потока в приборе. Это показано схематически на рис. 3, *а*. Здесь входной сигнал на частоте ω_1 характеризуется мощ-

ностью $P_{вх}(\omega_1)$. Необходимая для усиления энергия доставляется источником постоянного напряжения с мощностью P. С выхода усилителя снимается усиленный сигнал $P_{вых}(\omega_1)$. Описанному механизму усиления почти всегда присущ высокий уровень шумов, вызываемых дробовым эффектом.

В параметрических усилителях (ПУ) усиление происходит благодаря периодическому изменению во времени одного из реактивных элементов контура (емкости или индуктивности). Основным элементом ПУ является устройство, накапливающее энергию, величина реактивности которого периодически изменяется энергией высокой частоты, потребляемой от местного генератора на частоте ω_3, отличающейся, вообще говоря, от входной частоты ω_1 (рис. 3, *б*).

Ниже будет показано, что с помощью такого периодического изменения реактивности при определенных условиях можно осуществить необходимую для усиления передачу энергии от местного ге-

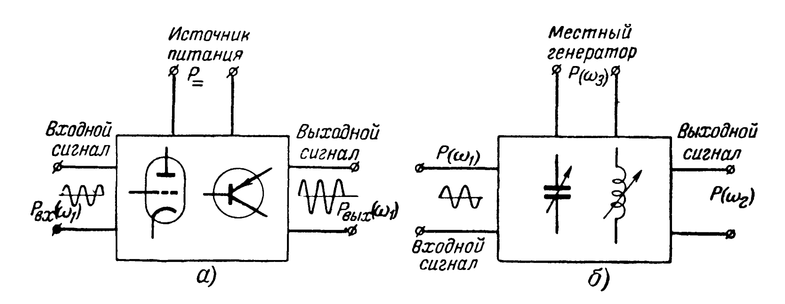


Рис. 3. Сравнение двух различных механизмов усиления.
а — ламповый или транзисторный усилитель; *б* — параметрический усилитель.

нератора в контур усилителя. Таким образом, в ПУ в отличие от обычных усилителей необходимая для усиления энергия поступает не в виде энергии постоянного тока, а в форме электромагнитных колебаний высокой частоты. Усиленный сигнал на выходе имеет частоту ω_2, которая может быть для одной группы ПУ равна частоте входного сигнала ω_1, а для другой — сумме $\omega_3 + \omega_1$ или разности $\omega_3 - \omega_1$ частот местного генератора и входного сигнала.

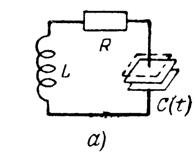
Поскольку описанный механизм усиления не связан с процессом транспортировки зарядов, в ПУ отсутствует дробовой эффект, являющийся основным источником шумов в обычных усилителях. Основным источником шумов в параметрическом усилителе являются собственные шумы управляемого элемента (например, емкости). Эти шумы при рациональной технологии изготовления таких элементов могут быть значительно меньшими, чем собственные шумы других усилительных устройств СВЧ.

Своим названием параметрические усилители обязаны тому, что в них, как отмечалось выше, усиление происходит путем изменения одного из реактивных параметров колебательного контура. В некоторых работах параметрические усилители называются иногда «усилителями с переменной реактивностью», «реактивными усилителями» и пр.

Впервые идея использования параметрического воздействия на электрические системы для получения усиления и генерации радиосигналов была предложена советскими учеными Л. И. Мандельштамом и Н. Д. Папалекси в 30-х годах. Ими же была создана строгая теория параметрического усиления и возбуждения (генерации). Но так как эти работы относились к обычному диапазону частот, в котором требования к величине коэффициента шума были невелики и, кроме того, в то время отсутствовали малогабаритные переменные реактивности, способные работать в диапазоне высоких частот, параметрические усилители не получили распространения.

Развитие новых областей радиотехники и связанный с этим переход в область СВЧ привели к необходимости создания малошумящих приемных систем в этом диапазоне. Одновременно с этим были разработаны полупроводниковые диоды и ферриты, которые, как оказалось, с успехом могут применяться в качестве управляемых реактивных элементов для параметрических систем.

М е х а н и з м   п а р а м е т р и ч е с к о г о   у с и л е н и я. Для уяснения физических принципов работы параметрического усилителя рассмотрим изображенный на рис. 4,*а* колебательный контур, состоящий из индуктивности L и конденсатора $C(t)$, емкость которого может меняться в результате перемещения одной из его пластин. Сопротивление R характеризует активные потери в контуре.



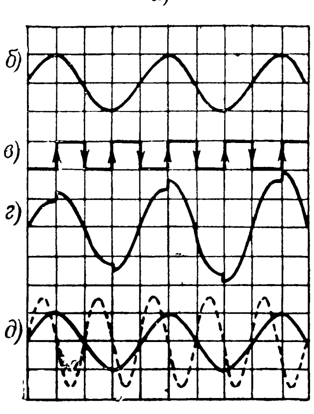


Рис. 4. Графики, описывающие процессы в параметрическом усилителе.

а — колебательный контур, емкость которого $C(t)$ меняется во времени; *б* — напряжение усиливаемого сигнала на конденсаторе; *в* — механическое перемещение пластин конденсатора; *г* — увеличение напряжения на конденсаторе в процессе параметрического усиления; *д* — оптимальные фазовые соотношения между напряжением усиливаемого сигнала и напряжением генератора накачки (последнее изображено пунктиром).

Представим себе, что к контуру приложено небольшое переменное синусоидальное напряжение сигнала с частотой f_c. Тогда напряжение и заряд на пластинах конденсатора будут меняться по синусоидальному закону (рис. 4,*б*). Для получения усиления будем раздвигать пластины конденсатора в момент, когда напряжение на нем максимально, и сближать их, когда это напряжение равно нулю. Кривая, характеризующая механическое перемещение пластин конденсатора, показана на рис. 4,*в*. Так как напряжение на конденсаторе в течение одного периода дважды достигает максимума, то в соответствии с рис. 4, *в* механическое перемещение пластин должно происходить с частотой, равной удвоенной частоте усиливаемого сигнала. Наличие электрического поля между пластинами конденсатора приводит к затрате определенной механической работы для пре-

одоления сил притяжения между пластинами, вызываемых противоположными зарядами. Поскольку сближение пластин происходит в момент, когда напряжение на конденсаторе (а, следовательно, и электрическое поле в нем) равно нулю, никакой механической работы и затраты энергии при этом не происходит. В соответствии с законом сохранения энергии механическая энергия, затрачиваемая на раздвигание пластин, преобразуется в электрическую энергию поля в конденсаторе, что приводит к увеличению на нем напряжения усиливаемого сигнала (рис. 4, *г*). Таким образом, при описанном выше скачкообразном изменении емкости происходит передача энергии от внешнего источника в контур. Величина сообщенной электрическому полю энергии пропорциональна величине изменения емкости конденсатора. Увеличение напряжения на конденсаторе будет происходить до тех пор, пока мощность, рассеиваемая в активном сопротивлении контура, не станет равной затраченной механической работе. Отметим, что при описанном процессе энергия в контур добавляется каждые полпериода, т. е. в контур как бы «накачивается» энергия с частотой, равной удвоенной частоте сигнала.

Рассмотренные процессы можно очень просто описать математическим путем. Известно, что энергия E, запасенная в электрическом поле конденсатора емкостью C, заряженного до напряжения U, выражается формулой

$$E = \frac{U^2C}{2}. \qquad (7)$$

При этом механическая сила притяжения обкладок конденсатора друг к другу

$$F = \frac{E}{2d},$$

где d — расстояние между обкладками.

Для того чтобы раздвинуть обкладки на расстояние Δd, надо совершить работу

$$\Delta A = F\Delta d = \frac{1}{2} E \frac{\Delta d}{d}.$$

Эта работа превращается в потенциальную энергию электрического поля конденсатора.

Связь между зарядом конденсатора и напряжением на нем описывается выражением

$$q = UC,$$

где q — заряд на конденсаторе.

Поэтому соотношение (7) может быть переписано в виде:

$$E = \frac{q^2}{2C}. \qquad (8)$$

С другой стороны, емкость конденсатора

$$C = \frac{\varepsilon S}{d} \qquad (9)$$

где ε — диэлектрическая проницаемость диэлектрика;

S — площадь пластин;

d — расстояние между пластинами.

С учетом выражения (9) соотношение (8) примет следующий вид:

$$E = \frac{q^2 d}{2\varepsilon S}. \qquad (10)$$

При изменении расстояния между пластинами энергия поля конденсатора получает приращение

$$\Delta E = \frac{q^2}{2\varepsilon S}\Delta d = \frac{q^2}{2C}\cdot\frac{\Delta d}{d} = E\,\frac{\Delta d}{d}, \qquad (11)$$

равное совершенной при раздвигании пластин работе ΔA.

Следовательно, на раздвигание пластин заряженного конденсатора затрачивается энергия ΔE. Покажем, что при этом напряжение на конденсаторе возрастает. Обозначим напряжение на обкладках конденсатора до раздвигания символом U_1, а напряжение после раздвигания обкладок на величину Δd — символом U_2. Тогда с учетом выражения (9)

$$U_1 = \frac{q}{C} = \frac{qd}{\varepsilon S};$$

$$U_2 = \frac{q(d+\Delta d)}{\varepsilon S};$$

$$\Delta U = U_2 - U_1 = \frac{qd}{\varepsilon S}\cdot\frac{\Delta d}{d} = \frac{q}{C}\cdot\frac{\Delta d}{d} = U\,\frac{\Delta d}{d}.$$

Таким образом, относительное изменение напряжения на конденсаторе равно относительному изменению расстояния между его обкладками.

Можно считать, что при описанном процессе емкость конденсатора периодически изменяется относительно среднего значения C_0 на величину $\pm\,\Delta C$, причем в процессе преобразования механической энергии в энергию электрического поля участвует лишь переменная часть емкости.

В практических системах параметрических усилителей емкость изменяется не механическим, а электрическим путем в результате воздействия синусоидального напряжения местного генератора, называемого генератором накачки, на полупроводниковый диод, емкость которого зависит от величины приложенного к нему напряжения. Соотношения между фазами напряжений генератора накачки и усиливаемого сигнала, необходимые для оптимальной передачи энергии, показаны на рис. 4, *д* (напряжение генератора накачки изображено пунктиром). Таким образом, для обеспечения максимальной передачи энергии в контур необходимо выполнение следующих двух условий: 1) изменение емкости должно происходить с частотой, точно равной удвоенной частоте сигнала; 2) изменение

емкости должно происходить таким образом, чтобы уменьшение ее происходило в моменты, соответствующие максимумам напряжения и заряда на конденсаторе.

Типы параметрических усилителей. Параметрическое усиление можно получить не только при модуляции емкости. Аналогичные явления будут наблюдаться и в случае периодического изменения индуктивности контура. В диапазоне СВЧ в качестве переменной индуктивности могут использоваться ферриты, помещенные в переменное магнитное поле. Однако ферритовые параметрические усилители требуют применения генераторов накачки очень большой мощности, что существенно ограничивает возможности их применения.

Управляемую реактивность можно создать путем пересечения модулированным по плотности электронным лучом полого резонатора. Этот луч вносит дополнительную меняющуюся во времени реактивную проводимость в резонатор, что при соответствующих фазовых соотношениях между частотой сигнала и частотой модуляции луча может привести к эффекту усиления. Такие усилители называются электронно-лучевыми параметрическими усилителями. Однако эти усилители конструктивно сложны.

Наиболее хорошо разработанными и перспективными благодаря простоте конструкции, высокой надежности, незначительной мощности накачки, малым габаритам и весу, высокой механической прочности и ряду других достоинств являются диодные или полупроводниковые параметрические усилители.

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ В ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЯХ

В качестве управляемой реактивности в полупроводниковых параметрических усилителях применяются полупроводниковые диоды, емкость запорного слоя которых зависит от величины приложенного к диоду напряжения.

Для того чтобы понять механизм возникновения емкости, зависящей от напряжения, рассмотрим процессы, возникающие на границе раздела полупроводников с *p*- и *n*-проводимостями. На рис. 5, *а* изображены два образца полупроводникового материала. На образце с электронной проводимостью типа *n* кружки с плюсами обозначают неподвижные положительные заряды, обусловленные донорными примесями. Минусы соответствуют свободным электронам. На образце типа *p* кружки с минусами изображают отрицательные заряды, возникающие вследствие акцепторных примесей, а плюсы — положительно заряженные дырки. Поскольку в образце *n*-типа число положительных зарядов равно числу электронов, а в образце *p*-типа число отрицательных зарядов равно числу дырок, оба полупроводника являются электрически нейтральными.

Если эти два образца привести в соприкосновение, образовав переход типа *p-n* (рис. 5, *б*), то благодаря диффузии электроны будут перемещаться из области большей плотности электронов (из полупроводника типа *n*) в области меньшей плотности, т. е. слева направо. Подобным же образом дырки станут диффундировать через переход справа налево. Из-за потери электронов, продиффундировавших из образца типа *n*, он получит положительный заряд. Потеря дырок образцом типа *p* вызовет появление на нем отрицательного заряда.

На рис. 5, *в* сплошной чертой изображена кривая потенциала в *p-n*-переходе, образующего так называемый «потенциальный барьер». Вследствие этой разности потенциалов в переходе возникает электрическое поле, направление которого противодействует диффузии дырок и электронов через переход. При определенной величине этого поля в *p-n*-переходе наступает динамическое равновесие, обусловленное рекомбинацией подвижных носителей заряда одного знака с проникающими благодаря диффузии с противоположной стороны носителями заряда противоположного знака. При этом в узкой об-

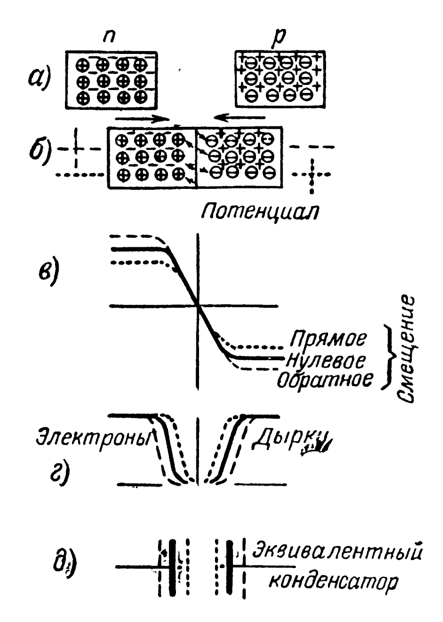


Рис. 5. Механизм образования зависимой от приложенного напряжения емкости *p-n*-перехода.

ласти, расположенной по обе стороны от перехода, образуется так называемый «запорный» или «обедненный слой», свободный от подвижных носителей зарядов.

На рис. 5, *г* сплошной линией показано распределение концентрации электронов и дырок в *p-n*-переходе при условии, что к переходу не приложено внешнего напряжения. Такой слой практически можно считать непроводящей или диэлектрической областью, граничащей с каждой стороны с областями, которые содержат подвижные носители зарядов и поэтому могут считаться проводящими. Таким образом, можно полагать, что в *p-n*-переходе образуется конденсатор. В этом конденсаторе роль диэлектрика играет запорный слой, в котором почти нет подвижных носителей заряда; роль электродов играют прилегающие к запорному слою *p*- и *n*-области, об-

ладающие электропроводностью. Емкость получившегося конденсатора определяется толщиной запорной области.

Посмотрим теперь, что произойдет, если к переходу приложить напряжение плюсом к полупроводнику типа *p*, а минусом к полупроводнику типа *n*. Под действием поля, вызываемого этим напряжением, дырки в полупроводнике типа *p* будут передвигаться к *p-n*-переходу. В полупроводнике типа *n* образовавшееся поле также вызовет перемещение электронов по направлению к переходу. На самом переходе будет происходить рекомбинация электронов и дырок, вследствие чего через *p-n*-переход начнет проходить ток, направленный от полупроводника типа *p* к полупроводнику типа *n*. Для тока такого направления переход представляет малое сопротивление. Такое направление тока и напряжения называется прямым. При этом ширина запорного слоя уменьшается, что эквивалентно уменьшению расстояния между обкладками конденсатора, поэтому емкость *p-n*-перехода возрастает. На рис. 5,*в* и *г* точками показаны распределение потенциала для этого случая, а также концентрация дырок и электронов в областях, прилегающих к *p-n*-переходу. Из рисунков следует, что в рассматриваемом случае потенциальный барьер понижается, а запорный слой сужается.

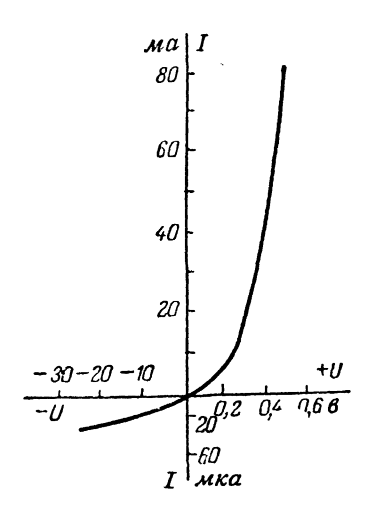


Рис. 6. Вольт-амперная характеристика *p-n*-перехода.

При перемене знака приложенного напряжения электроны и дырки в обоих полупроводниках будут устремляться под действием поля в сторону, противоположную *p-n*-переходу. В результате этого происходят расширение запорного слоя и уменьшение емкости перехода. Распределение потенциала и концентрации дырок и электронов для этого случая показано на рис. 5, *в* и *г* пунктиром. С возрастанием приложенного напряжения увеличивается толщина запорного слоя, а концентрация подвижных зарядов в нем уменьшается, вследствие чего возрастает сопротивление запорного слоя. Это приводит к значительному уменьшению тока через переход. Рассмотренное направление тока и напряжения называется обратным.

Таким образом, контакт двух полупроводников с проводимостями различных типов обладает выпрямляющими свойствами, аналогичными свойствам лампового диода. Типичная вольт-амперная характеристика полупроводникового диода приведена на рис. 6.

В рассмотренных процессах существенно то, что переход эквивалентен конденсатору, емкость которого зависит от величины приложенного напряжения (рис. 5, *д*), что дает возможность применять полупроводниковые диоды в качестве переменных емкостей в параметрических усилителях.

На рис. 7 приведена кривая зависимости емкости *p-n*-перехода диода с резким изменением концентрации примесей от приложенного напряжения. Из рисунка следует, что эта зависимость имеет нелинейный характер [для диодов с плавным распределением примесей емкость обратно пропорциональна корню кубическому из приложенного напряжения, а для диодов с резким переходом (сварных) — обратно пропорциональна корню квадратному из приложенного на-

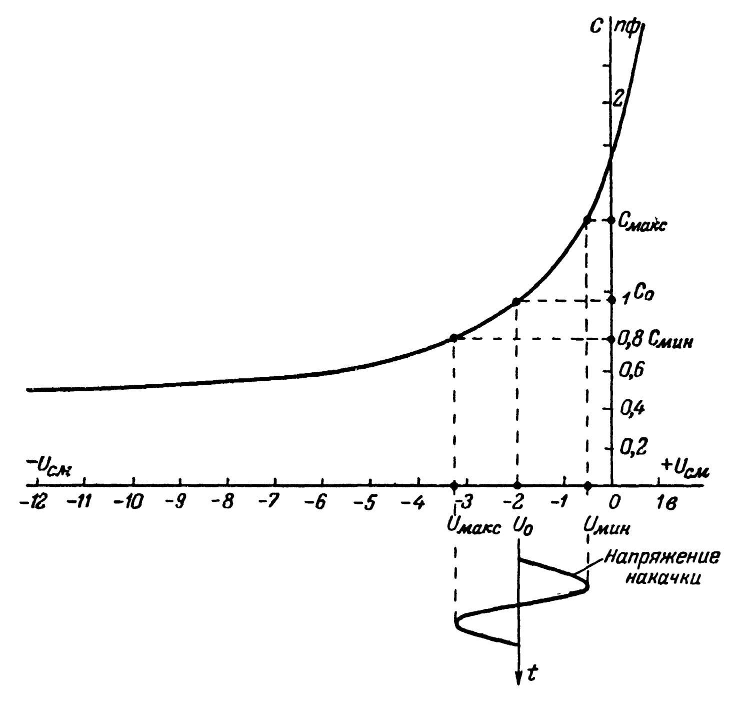


Рис. 7. Зависимость емкости *p-n*-перехода от напряжения.

пряжения]. В таком конденсаторе заряд также связан нелинейной зависимостью с напряжением на его электродах.

Зависимость емкости полупроводникового диода от приложенного напряжения имеет вид (для диода с резким изменением концентрации примесей):

$$C = \frac{C_0}{1 + \frac{U_н}{2(U_к + U_{см})} \sin \omega_н t}, \qquad (12)$$

где C_0 — емкость диода в рабочей точке;

$U_н$ — амплитуда переменного напряжения, приложенного к диоду [1];
$U_к$ — контактная разность потенциалов;
$U_{см}$ — постоянное напряжение смещения;
$\omega_н$ — частота переменного напряжения.

При $\frac{U_н}{2(U_к+U_{см})} \ll 1$, что всегда имеет место в параметрических усилителях, соотношение (12) может быть представлено в виде:

$$C \approx C_0\left(1-\frac{U_н}{2(U_к+U_{см})}\sin\omega_н t\right) =$$
$$= C_0(1-m\sin\omega_н t) = C_0 - \Delta C\sin\omega_н t. \qquad (12a)$$

Здесь $mC_0 = \Delta C$ — изменяющаяся часть емкости перехода за счет напряжения генератора накачки, где глубина модуляции емкости

$$m = \frac{\Delta C}{C_0}. \qquad (13)$$

Глубина модуляции емкости характеризует степень изменения емкости под влиянием напряжения генератора накачки и является весьма важным параметром, существенно влияющим на ряд характеристик параметрического усилителя.

Совершенно очевидно, что максимальное значение емкости диода определяется выражением

$$C_{макс} = C_0 + \Delta C.$$

Соответственно $C_{мин} = C_0 - \Delta C$. С учетом этого соотношение (13) можно представить в виде:

$$m = \frac{C_{макс} - C_{мин}}{C_{макс} + C_{мин}}. \qquad (13a)$$

Выражением (12а) обычно пользуются при анализе, если колебательная система усилителя представлена в виде параллельного колебательного контура. Если же рассматривается система в виде последовательного контура, то удобнее пользоваться выражением, обратным соотношению (12а), и записывать выражение для емкости контура в виде:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_0}(1 + m^1\sin\omega_н t), \qquad (14)$$

где, вообще говоря, m' не равно m.

Однако можно показать, что при малой глубине модуляции выполняется равенство $m=m'$, так что в дальнейшем мы будем всегда обозначать глубину модуляции символом m.

Конструкция полупроводникового диода, используемого в качестве переменного нелинейного конденсатора, приведена на рис. 8, *а*,

---

[1] В случае параметрического усилителя — амплитуда напряжения генератора накачки.

а эквивалентная схема — на рис. 8, *б*. На этой схеме $C(t)$ изображает переменную нелинейную емкость перехода. Эта емкость зависит от конструкции диода, а также от приложенного напряжения смещения. У диодов, предназначенных для работы в ПУ на СВЧ, емкость перехода имеет величину порядка 0,2—2 *пф*.

В параметрических усилителях полупроводниковые диоды обычно работают с небольшим отрицательным смещением порядка единиц вольт. Смещение подбирают таким, чтобы результирующее напряжение на переходе, равное сумме постоянного напряжения смещения и переменного напряжения генератора накачки, оставалось отрицательным (рис. 7). При работе в области положительных напряжений через *p-n*-переход начинает протекать прямой ток, существенно ухудшающий усилительные свойства и шумовые характеристики диода.

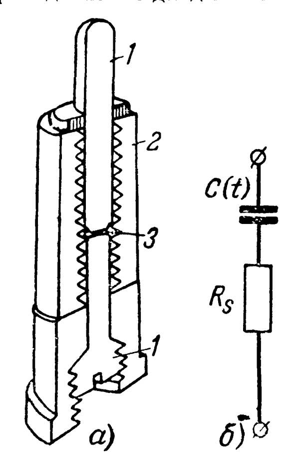


Рис. 8. Полупроводниковый диод.

а — конструкция (*1* — металлические контакты, *2* — керамика; *3* — *p-n*-переход); *б* — эквивалентная схема диода.

Сопротивление R_s, включенное последовательно с емкостью, представляет собой полное сопротивление объема полупроводникового материала и изменяется у различных диодов в пределах от 0,5 до 5—10 *ом*. Заметим, что основным источником шумов в ПУ являются тепловые шумы сопротивления R_s, поэтому наиболее перспективными для работы в ПУ являются диоды с малыми значениями R_s.

Величиной, характеризующей возможность использования диода для работы в усилителе, является критическая частота, определяемая соотношением

$$f_{кр} = \frac{m}{2} \cdot \frac{1}{2\pi R_s C_0}.$$

Для получения достаточного усиления и удовлетворительных шумовых характеристик ПУ необходимо соблюдение неравенства

$$f_{кр} \geqslant (2 \div 4) f_{раб}, \qquad (15)$$

где $f_{раб}$ — частота, на которой происходит работа параметрического усилителя.

Отсюда следует, что для повышения частотного предела, а также улучшения характеристик ПУ необходимо иметь диоды с высоким значением критической частоты, что эквивалентно требованию создания диодов с малыми значениями емкости и последовательного сопротивления. Значения критической частоты лучших образцов полупроводниковых диодов имеют порядок 20—30 *Ггц*, что обеспечивает удовлетворительную работу параметрических усилителей до частот порядка 10—15 *Ггц* ($\lambda = 3 \div 2$ *см*). Не подлежит сомнению, что дальнейшее совершенствование технологии изготовления полупровод-

никовых диодов приведет к созданию диодов, предназначенных для работы в миллиметровом диапазоне волн.

В качестве емкости в любительских конструкциях могут быть использованы *p-n*-переходы полупроводниковых триодов (транзисторов) при отрицательном смещении.

В табл. 3 приведена зависимость емкости перехода коллектор — база от напряжения для некоторых отечественных транзисторов.

Таблица 3

Напряжение смещения, *в*	Емкость перехода коллектор — база транзисторов, *пф*					
	П14	П105	П403	П405А	П408	П411
0	—	150	22,5	10	26	10
0,1	80	138	14	7	24	7,5
0,3	64	122	11	6	20	5,8
0,6	52	104	9	5	17	5,4
1,5	40	80	7,5	4	13	4,5
5,0	26	45	5	3	8	4
10,0	22	30	4,5	2	6,5	3,2

Из таблицы следует, что переход коллектор — база транзисторов П405, П403, П408 и П411 может применяться в качестве нелинейной реактивности в параметрических усилителях в диапазоне до 500 *Мгц*.

Для определения емкости перехода при различных величинах приложенного напряжения можно применять схему, приведенную в статье В. Алфеева и Г. Дедюкина «Параметрические усилители на полупроводниковых диодах в журнале «Радио» № 3 за 1961 г.

ОДНОКОНТУРНЫЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Выше было показано, что путем периодического изменения реактивности (емкости или индуктивности) колебательного контура возможно осуществить усиление. При этом частота изменения величины реактивности должна быть связана с частотой усиливаемого сигнала соотношением $\omega_н = 2\omega_с$, где $\omega_с$ — частота сигнала, а $\omega_н$ — частота изменения реактивности. Кроме того, для получения максимального усиления необходимо соблюдение определенных фазовых соотношений между частотами $\omega_с$ и $\omega_н$.

Рассмотрим работу и устройство наиболее простого в конструктивном отношении параметрического усилителя, называемого одноконтурным. Блок-схема усилителя приведена на рис. 9. Основным его элементом является колебательный контур, в котором в качестве конденсатора используется емкость полупроводникового диода, периодически меняющаяся по синусоидальному закону за счет по-

дачи на диод синусоидального напряжения от генератора накачки. Закон изменения емкости в соответствии с соотношением (14) может быть представлен в виде:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_0}[1 + m \sin \omega_н t] = \frac{1}{C_0} + \frac{1}{\Delta C} \sin \omega_н t. \qquad (16)$$

В соответствии с выражением (16) емкость полупроводникового диода можно представить состоящей из двух частей: постоянной емкости C_0 и переменной емкости ΔC, изменяющейся по синусоидальному закону с частотой генератора накачки. Таким образом, эквивалентную схему одноконтурного параметрического усилителя можно представить, как показано на рис. 10. На этой схеме L_1 — индуктивность контура; R_1 — полное активное сопротивление (оно состоит из сопротивления потерь контура $R_п$ и сопротивления нагрузки $R_н$); C_1 — неизменяемая часть емкости контура, определяемая в основном постоянной емкостью диода C_0, а также добавочными распределенными емкостями, и ΔC — переменная часть емкости.

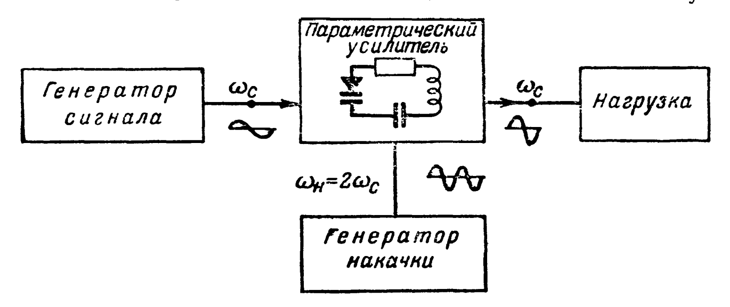


Рис. 9. Блок-схема одноконтурного параметрического усилителя.

При анализе одноконтурного параметрического усилителя следует иметь в виду, что в параметрическом усилении участвует лишь переменная часть емкости полупроводникового диода. Постоянная же ее часть C_0 влияет лишь на результирующую емкость контура, определяя его резонансную частоту. С учетом сказанного соотношение (16) можно представить в виде:

$$\frac{1}{C'} = \frac{1}{\Delta C} \sin \omega_н t, \qquad (16а)$$

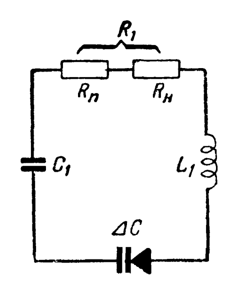


Рис. 10. Эквивалентная схема одноконтурного параметрического усилителя.

где C' — переменная составляющая емкости C.

Предположим, что ток i_1 в контуре, вызываемый напряжением сигнала, описывается выражением

$$i_1 = I_c \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \qquad (17$$

где

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}},$$

а угол φ_1 определяет сдвиг фаз между напряжениями сигнала и генератора накачки.

Пусть частота принимаемого сигнала выбрана равной резонансной частоте контура, т. е. $\omega_c = \omega_1$. Определим напряжение U_1, образующееся на емкости C' в результате протекания тока i_1. Известно, что если ток через конденсатор описывается синусоидой, то напряжение на нем будет описываться той же синусоидой, но отстающей от кривой тока на 90°, т. е. косинусоидой. Таким образом, если ток в цепи изменяется по закону

$$i = I_0 \sin \omega t,$$

то напряжение в той же цепи можно записать в виде:

$$u = u_0 \cos \omega t. \tag{18}$$

Отметим еще, что для цепи переменного тока, содержащей конденсатор, справедливо соотношение

$$I = \omega q, \tag{19}$$

где I — амплитуда переменного тока частоты ω;
q — заряд, до которого заряжается конденсатор;
ω — частота переменного тока.

Действительно, электрический ток измеряется количеством зарядов, протекающих через поперечное сечение проводника в единицу времени, т. е. другими словами, величина тока численно равна электрическому заряду, протекающему через поперечное сечение проводника за 1 *сек*. В данном случае конденсатор заряжается до заряда, равного q, причем за 1 *сек* происходит f таких процессов заряда. Следовательно, результирующая величина заряда, протекающего в цепи за 1 *сек*, или, что то же самое, велична тока в цепи будет определяться соотношением (19).

С учетом (17)—(19) напряжение на емкости C', вызываемое протеканием тока i_1, будет иметь вид:

$$U_1 = \frac{q}{C'} = \frac{I_c}{\omega_1 C'} \cos (\omega_1 t + \varphi_1). \tag{20}$$

Так как величина C' в этой формуле не является постоянной, а меняется по синусоидальному закону, определяемому соотношением (16а), перепишем соотношение (20) в виде:

$$U_1 = \frac{I_c}{\omega_1 \Delta C} \cos (\omega_1 t + \varphi) \sin \omega_н t =$$

$$= \frac{I_c}{\omega_1 \Delta C} \{\sin [(\omega_н - \omega_1) t - \varphi_1] + \sin [(\omega_н + \omega_1) t + \varphi_1]\}. \tag{21}$$

Таким образом, результирующее напряжение, возникающее на емкости, на которую действуют одновременно напряжение генератора накачки и напряжение сигнала, состоит из двух частотных составляющих. Частота одной из этих составляющих равна разности частот генератора накачки и сигнала, а частота другой — их сумме.

Выберем теперь частоту генератора накачки равной удвоенной частоте генератора сигнала, т. е. выполним соотношение

$$\omega_н = 2\omega_с. \tag{22}$$

Тогда выражение (21) может быть переписано следующим образом:

$$U_1 = \frac{I_с}{2\omega_1 \Delta C} \left\{ \sin(\omega_с t - \varphi_1) + \sin(3\omega_с t + \varphi_1) \right\}. \tag{21a}$$

Следовательно, при соответствующем выборе частоты генератора накачки на переменной части емкости колебательного контура C' возникнут две дополнительные компоненты напряжения: на частоте сигнала $\omega_с$ и на утроенной частоте сигнала $3\omega_с$. Компонентой напряжения на суммарной частоте $3\omega_с$ можно пренебречь, поскольку она в 3 раза больше резонансной частоты контура. Дополнительная же компонента напряжения на частоте $\omega_с$ вызовет увеличение тока в контуре на величину Δi_1, определяемую соотношением

$$\Delta i_1 = \frac{U_1}{R_1} = \frac{I_с}{2\omega_1 \Delta C R_1} \sin(\omega_1 t - \varphi_1).$$

Приняв $\varphi_1 = 0$, получим:

$$\Delta i_1 = \frac{I_с}{2\omega_с \Delta C R_1} \sin \omega_1 t. \tag{23}$$

Эта дополнительная компонента тока, появившаяся в результате взаимодействия на переменном конденсаторе напряжения генератора накачки и напряжения сигнала, находится в фазе с первоначальным током в цепи и, таким образом, приводит к увеличению этого тока или, что то же самое, увеличивает энергию на частоте сигнала. Другими словами, в системе происходит процесс усиления. При этом энергия, необходимая для усиления, отбирается от генератора накачки.

Из (21а) найдем выражение для дополнительной компоненты напряжения, соответствующей частоте сигнала:

$$U_1 = \frac{I_с}{2\omega_1 \Delta C} \sin(\omega_с t - \varphi_1), \tag{24}$$

и заметим, что согласно (16)

$$\frac{1}{\Delta C} = \frac{m}{C_0},$$

а согласно (17)

$$i_1 = I_с \sin(\omega_1 t + \varphi_1).$$

Тогда с учетом того, что согласно принятому условию $\varphi_1 = 0$, соотношение (24) можно представить в виде:

$$U_1 = \frac{i_1 m}{C_0 2\omega_1}. \qquad (24а)$$

Поделив левую и правую части (24а) на i_1, получим величину отрицательного сопротивления, которая вносится в контур за счет энергии генератора накачки:

$$R_- = \frac{U_1}{i_1} = \frac{m}{2} \cdot \frac{1}{\omega_1 C_0}, \qquad (25)$$

где R_- — отрицательное сопротивление, вносимое в контур [1].

Таким образом, можно считать, что усиление в параметрическом усилителе получается благодаря внесению в колебательный контур усилителя отрицательного сопротивления, что приводит к уменьшению затухания в контуре и увеличению амплитуды напряжения резонансной частоты. Явление уменьшения затухания или, что то же самое, повышения качества контура путем внесения в контур отрицательного сопротивления (проводимости), получающегося за счет энергии местного источника, носит название регенерации, а усилители, работающие с использованием этого принципа, называются регенеративными.

В регенеративных усилителях эквивалентное активное сопротивление контура можно считать состоящим из двух частей — собственного сопротивления R и отрицательного сопротивления (R_-), обусловленного обратной связью. При использовании регенерации активное сопротивление контура может быть в значительной степени снижено, что дает возможность увеличить колебательное напряжение на контуре и повысить его избирательность; при этом полоса пропускания частот уменьшается.

Выражение (25) показывает, что при заданных частоте сигнала ω_c и емкости конденсатора C_0 величина отрицательного сопротивления, вносимого в контур, увеличивается при увеличении глубины модуляции m. Это достигается путем повышения напряжения генератора накачки. Увеличение отрицательного сопротивления приводит к увеличению коэффициента усиления параметрического усилителя. При этом может наступить момент, когда отрицательное сопротивление, вносимое в контур, станет равным по величине сопро-

---

[1] Заметим, что «отрицательное сопротивление» или «отрицательная проводимость» являются условными понятиями и не являются реально существующими сопротивлением или проводимостью, подсоединенными к контуру. Введение этих понятий оказывается удобным для того, чтобы описать формально процесс внесения энергии в электрическую систему. В противоположность положительному сопротивлению (проводимости), подсоединение которого к системе увеличивает потери в ней, отрицательное сопротивление (проводимость), будучи подсоединенным к системе, уменьшает потери и в некоторых случаях может полностью их компенсировать.

тивлению нагруженного контура (сопротивление нагруженного контура равно сумме его собственного сопротивления и сопротивления нагрузки). При этом энергия, вносимая в контур, полностью компенсирует потери в нем и усилитель возбуждается. Это явление называется параметрическим возбуждением. Условия возбуждения получаются с помощью выражения (25).

Обозначив сопротивление нагруженного контура символом $R_н$, запишем условия самовозбуждения в виде:

$$R_н = R_- = \frac{m_{кр}}{2} \frac{1}{\omega_1 C_0},$$

где $m_{кр}$ — глубина модуляции емкости, при которой наступает самовозбуждение.

Тогда

$$m_{кр} = 2\omega_1 C_0 R_н = \frac{2}{Q_н} = 2d_н,$$

где $Q_н$ — качество нагруженного контура;

$d_н = \frac{1}{Q_н}$ — затухание нагруженного контура.

Полученное выражение может служить критерием устойчивости параметрического усилителя. При выполнении неравенства $m < m_{кр}$ устройство работает как стабильный усилитель; при $m > m_{кр}$ наступает самовозбуждение. Заметим, что при работе с коэффициентом модуляции, близким к критическому, усиление может быть сделано как угодно большим. Однако такой режим работы отличается неустойчивостью. Рассмотренные явления иллюстрируются осциллограммами резонансных кривых параметрического усилителя, снятых при различных значениях мощности, подаваемой от генератора накачки на диод (рис. 11).

Формулы (24 а) и (25) выведены в предположении выполнения оптимальных фазовых соотношений между частотами сигнала и генератора накачки (сдвиг фаз $\varphi = 0;\ 2\pi;\ 4\pi;\ 6\pi$). Можно показать, что при возрастании угла φ до значения $\varphi = \pi;\ 3\pi;\ 5\pi$ в контур будет вноситься не отрицательная, а положительная проводимость, что соответствует не внесению, а извлечению энергии из колебательного контура и ослаблению принимаемого сигнала. Если генератор накачки не синхронизирован с сигналом, так что φ может принимать произвольные постоянно меняющиеся значения, в цепь сигнала в определенные промежутки времени будет вноситься положительная проводимость, что приведет к уменьшению коэффициента усиления.

В общем случае можно считать, что напряжения генератора накачки и сигнала находятся в произвольных фазовых соотношениях. При этом оказывается, что в среднем как при случайных, так и при закономерных изменениях фазы будет наблюдаться параметрическое усиление.

На рис. 12 приведен график зависимости коэффициента усиления по напряжению одноконтурного параметрического усилителя от угла сдвига фаз φ между напряжениями сигнала и генератора на-

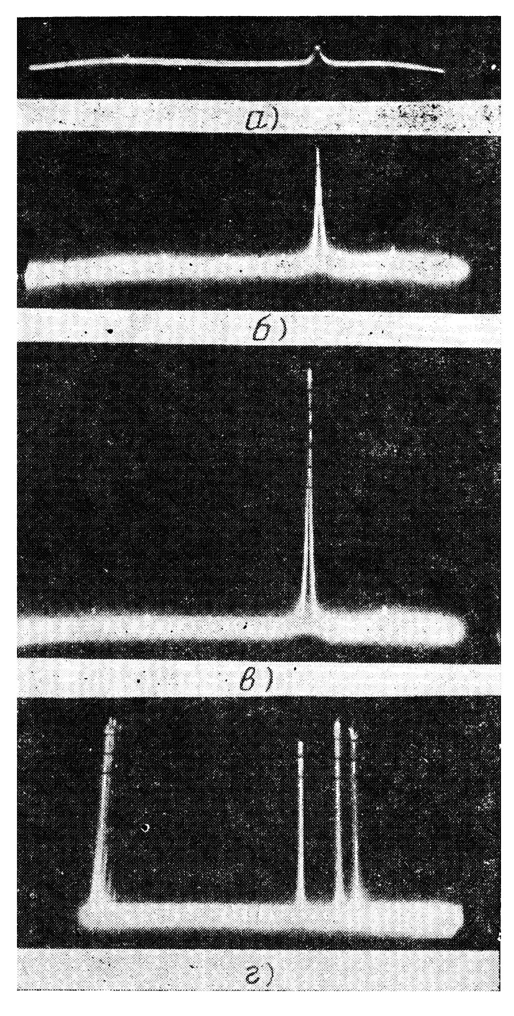


Рис. 11. Осциллограммы резонансных кривых параметрического усилителя метрового диапазона волн при различных мощностях генератора накачки.

а — резонансная кривая при выключенном генераторе накачки, *б* и *в* — область усиления (генератор накачки включен); *г* — область генерации.

качки, вычисленной теоретически. Из графика следует, что коэффициент усиления при неоптимальных фазовых соотношениях ($K_{мин}$) в несколько раз (порядка 7—8) меньше коэффициента усиления, соответствующего оптимальной величине угла φ ($K_{макс}$). Расчеты показывают, что в реальных условиях, когда отсутствует синхронизация между напряжениями генератора накачки и сигнала, среднее по времени значение коэффициента усиления ($K_{ср}$) оказывается в 2 раза меньшим, чем в случае выполнения оптимальных фазовых соотношений. Однако это не является препятствием для применения одноконтурных усилителей, поскольку при соответствую-

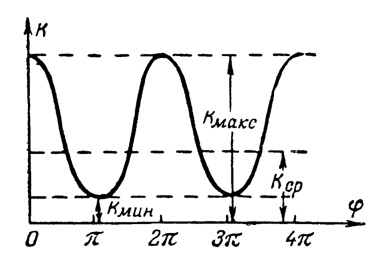


Рис. 12. Зависимость коэффициента усиления одноконтурного параметрического усилителя от угла сдвига фаз между напряжением сигнала и напряжением генератора накачки.

щем коэффициенте модуляции емкости можно получить весьма высокий коэффициент усиления.

Выше все время предполагалось, что в системе выполняется равенство $\omega_с = {}^1/_2\,\omega_н$. Однако в практических условиях вследствие нестабильности источника сигнала или генератора накачки строгое соблюдение этого равенства может нарушаться.

На рис. 13,*а* изображен сигнал, несколько отличающийся по частоте от величины $\frac{\omega_н}{2}$. При этом в колебательном контуре усилителя в результате процессов взаимодействия в переменном конденсаторе, кроме компонент напряжения на частоте сигнала $\omega_с$ и на суммарной частоте $3\,\omega_с$, появляется еще одна компонента напряжения на частоте, равной разности частот: $\omega_н - \omega_с = \omega_р$.

Легко показать, что эта компонента близка по своей частоте к сигналу. Действительно, в случае строгого соблюдения равенства (22) частота напряжения, соответствующего разности частот генератора сигнала и накачки $\omega_н - \omega_с = 2\omega_с = \omega_с$. В случае нарушения равенства (22) эта разность не равна, но достаточно близка к частоте сигнала.

Вследствие близости частот $\omega_с$ и $\omega_р$ колебательный контур усилителя, резонансная частота которого совпадает с сигнальной, окажется настроенным в резонанс и для гармоники на частоте $\omega_р$. Поэтому практически можно считать, что на выходе усилителя амплитуды гармоник на обеих частотах ($\omega_с$ и $\omega_р$) одинаковы

(строго говоря, составляющая на частоте $\omega_р$ несколько меньше по амплитуде составляющей на сигнальной частоте). В выходном напряжении усилителя в результате взаимодействия этих двух гармонических составляющих появляются биения (рис. 13,*б*), что приводит к периодическому изменению амплитуды усиленного сигнала.

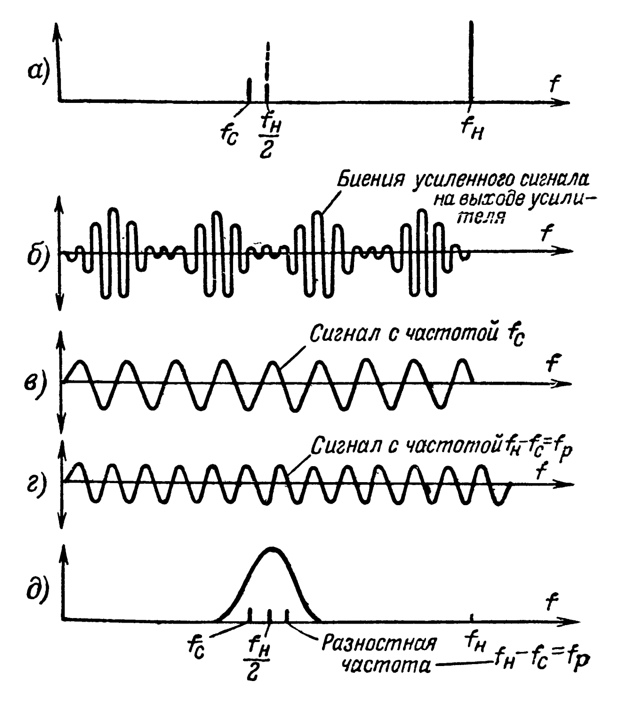


Рис. 13. Процессы, происходящие в одноконтурном ПУ при нарушении равенства $\omega_с = \frac{\omega_н}{2}$.

Этот сигнал можно представить как результат сложения двух синусоид с частотами $f_с$ и $f_р = f_н - f_с$ (рис. 13,*в* и *г*), равноотстоящих от половинной частоты генератора накачки $f_н/2$. На рис. 13,*д* показан результирующий спектр частот.

Следовательно, подавая на вход усилителя сигнал с частотой, несколько отличающейся от $f_н/2$ (что имеет место в абсолютном большинстве практических случаев), мы получаем на выходе не только усиленный сигнал с частотой $f_с$, но также и равный ему по амплитуде сигнал на частоте $f_р$, называемый сигналом «разностной частоты» или «зеркальным сигналом».

Рассмотренный режим работы параметрического усилителя, при котором на выходе имеются две гармоники усиленного сигнала с ча-

стотами f_c и $f_p = f_н - f_c$, называется «бигармоническим» или «несинхронным» в отличие от «синхронного» режима, при котором строго соблюдается равенство $f_c = \frac{f_н}{2}$. Заметим, что чем ближе совпадают частоты f_c и f_p, тем ближе зеркальный сигнал к прямому и тем труднее от него избавиться путем фильтрации. Поэтому в случае необходимости работать с использованием на выходе усилителя толь-

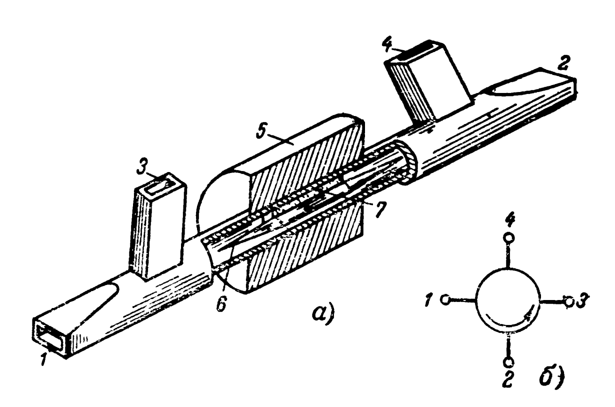


Рис. 14. Ферритовый циркулятор.

а — конструкция циркулятора (*1, 2, 3* и *4* — плечи циркулятора; *5* — постоянный магнит; *6* — ферритовый стержень; *7* — пенопласт); *б* — изображение циркулятора на радиотехнических схемах.

ко одной гармоники желательно, чтобы частота сигнала отличалась на несколько мегагерц от половины частоты генератора накачки. Обычно это имеет место во всех параметрических усилителях диапазона СВЧ.

Одной из особенностей одноконтурного усилителя является то, что нагрузка подключается к тому же самому контуру, к которому подводится усиливаемое напряжение. Такое подключение нагрузки существенно отличается, например, от схемы лампового усилителя, в котором сигнал обычно подается на контур, подключенный к сеточной цепи лампы, а резонансная нагрузка включена в анодную цепь. Изображенный на рис. 9 способ подключения обладает существенным недостатком, заключающимся в том, что тепловые шумы нагрузки могут попадать в усилитель и возвращаться в нагрузку в усиленном виде. Это приводит к значительному увеличению коэффициента шума усилителя. Поэтому целесообразно подключать нагрузку через устройство, обладающее однонаправленным действием. Такое устройство должно пропускать усиленный сигнал к нагрузке, но препятствовать прониканию шумов нагрузки в усилитель. Желательно и выходной сигнал подавать к усилителю через однонаправленную систему.

Таким устройством в диапазоне СВЧ является **ферритовый**

циркулятор. Феррит, находящийся в магнитном поле, обладает свойством поворачивать плоскость поляризации электромагнитной волны, распространяющейся в волноводе, на угол ψ, который зависит от напряженности магнитного поля. Это явление и используется для создания однонаправленных систем, одна из разновидностей которых изображена на рис. 14,*а*.

Циркулятор содержит ферритовый стержень с конусообразными переходами на концах *6* для согласования участка волновода, со-

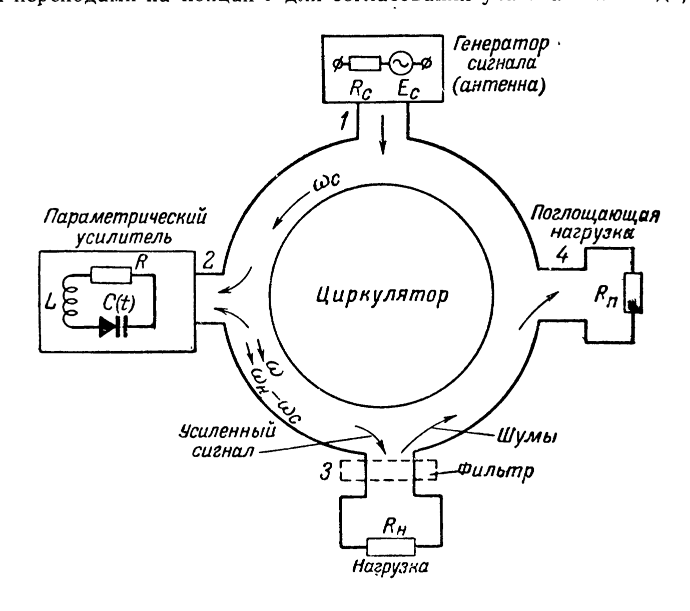


Рис. 15. Схема работы одноконтурного ПУ с циркулятором.

держащего феррит, с остальной его частью. Этот стержень укреплен внутри цилиндрического волновода. Постоянный магнит *5* создает продольное магнитное поле для поворота плоскости поляризации на 45°. Цифрами *1* и *2* показаны переходы прямоугольного волновода в цилиндрический. Эти переходы повернуты один относительно другого на 45°. Цифрами *3* и *4* обозначены элементы прямоугольного волновода, предназначенные для вывода перпендикулярно поляризованных волн. Через эти элементы могут проходить из цилиндрического волновода только волны, поляризованные перпендикулярно по отношению к волне, входящей в прямоугольный волновод.

Пусть поляризованная вертикально волна поступает в плечо *1*. После поворота ее плоскости поляризации намагниченным ферритом на 45° она выходит через плечо *2*. Волна, поступающая через плечо *2*, после прохождения ферритового элемента оказывается горизон-

тально поляризованной и попадает в плечо *3*. Наконец, волна, поступающая в плечо *3*, за счет поворота плоскости поляризации выходит через плечо *4* и т. д.

Схематическое изображение циркулятора на радиосхемах приведено на рис. 14,*б*. Цифры у отводов соответствуют номерам плеч циркулятора, а стрелка в кружке — направлению прохождения сигнала в циркуляторе.

Рассмотрим работу параметрического усилителя с циркулятором (рис. 15). Подлежащий усилению сигнал через плечо *1* циркулятора поступает в параметрический усилитель, подключенный к плечу *2*.

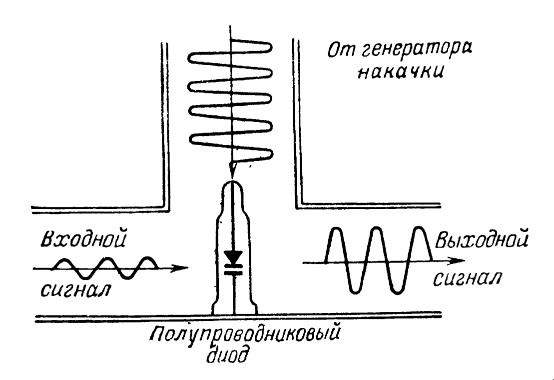


Рис. 16. Схематичное изображение одноконтурного ПУ, работающего в режиме «на проход».

Усиленный сигнал через плечо *3* подается в нагрузку. Шумы нагрузки через плечо *4* поступают в поглощающее сопротивление $R_п$ и поглощаются им. Таким образом, исключается проникновение шумов нагрузки в усилитель. Для отделения усиленного напряжения на частоте сигнала ω_c от сигнала разностной частоты ω_p в случае необходимости в плечо *3* может быть помещен режекторный фильтр, подавляющий разностную частоту. Кроме того, добиться приема лишь одной гармоники усиленного сигнала можно и без применения фильтра путем использования обычного узкополосного супергетеродинного приемника, что особенно легко в диапазоне СВЧ.

Параметрические усилители с циркуляторами часто называют работающими «на отражение», так как можно считать, что в них существуют две волны: «падающая», подлежащая усилению, и «отраженная» — усиленная. Эти две волны разделяются циркулятором.

Одноконтурные ПУ могут работать и без циркулятора. В этом случае усиливаемый сигнал непосредственно проходит со входа на выход усилителя. Такие усилители называются работающими «на проход» (рис. 16). Усиливаемый сигнал поступает по волноводу в усилительную камеру, образованную отрезком волновода, в центре которого расположен полупроводниковый диод. На этот же диод по другому волноводу подается напряжение от генератора накачки. Усиленный сигнал поступает по выходному волноводу в смеситель-

ную камеру приемника. По своим шумовым характеристикам эти системы уступают усилителям, работающим «на отражение».

Конструкция одноконтурных параметрических усилителей зависит от диапазона волн. Ранее было показано, что наиболее целесообразно применение параметрических усилителей в диапазоне волн короче 10 *м*.

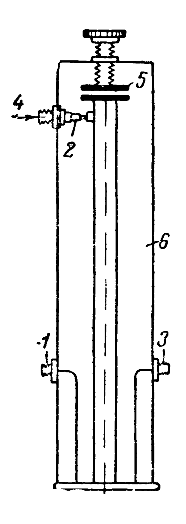


Рис. 17. Конструкция параметрического усилителя метрового диапазона.

1 — вход усиливаемого сигнала; *2* — полупроводниковый диод; *3* — выходное гнездо усилителя; *4* — подача напряжения от генератора накачки; *5* — подстроечная емкость; *6* — коаксиальный контур.

Колебательные системы параметрических усилителей в метровом диапазоне представляют собой обычные контуры с сосредоточенными постоянными, в которых в качестве управляемой емкости используется емкость полупроводникового диода. В дециметровом диапазоне, а также в коротковолновой части метрового диапазона применяются колебательные системы с распределенными постоянными — преимущественно коаксиальные резонаторы. На рис. 17 приведено схематическое устройство такого усилителя, работающего на частоте порядка 300 *Мгц*. Усиливаемый сигнал подается по коаксиальному кабелю к входному разъему *1*. Напряжение от генератора накачки через разъем *4* подается на полупроводниковый диод *2*, помещенный в пучности электрического поля резонатора. Для настройки резонатора применяется подстроечная емкость *5*. Усиленный выходной сигнал подается с разъема *3* на кристаллический преобразователь супергетеродинного приемника.

В сантиметровом диапазоне в качестве колебательных систем используются объемные резонаторы и волноводы. На рис. 16 схематично изображен параметрический усилитель сантиметрового диапазона, работающий «на проход».

Одной из возможных конструкций параметрического усилителя сантиметрового диапазона, работающего с циркулятором, является «волноводный крест» (рис. 18). Усиливаемый сигнал подается в усилительную камеру, образованную отрезком волновода *1*. Для настройки камеры в резонанс используется поршень *2*. Напряжение от генератора накачки подается к диоду *4* по волноводу *3*. Поршень *5* и настроечные винты *6* служат для настройки волноводной системы накачки таким образом, чтобы диод находился в пучности электрического поля. Усиленный отраженный сигнал через циркулятор подается на вход приемного устройства.

ДВУХКОНТУРНЫЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ И УСИЛИТЕЛИ-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Двухконтурный параметрический усилитель. Одноконтурные параметрические усилители обладают некоторыми недостатками, затрудняющими в ряде случаев их применение. При использовании обеих гармонических компонент в выходном напря-

жении одноконтурного усилителя наблюдаются биения, что может быть нежелательным. При использовании же одной гармонической компоненты существенно ухудшаются шумовые свойства усилителя. Это объясняется тем, что полезный сигнал поступает в усилитель на одной частоте, шумы же поступают в систему как на частоте сигнала ω_c, так и на разностной частоте ω_p, приводя к значительному ухудшению отношения сигнал/шум. Коэффициент шума одноконтурного усилителя при использовании одной гармонической компоненты ухудшается приблизительно в 2 раза.

При рассмотрении одноконтурного ПУ отмечалось, что несоблюдение равенства $\omega_c = {}^1/_2\omega_н$ вызывает появление на выходе усилителя, кроме усиленного сигнала с частотой f_c, сигнала на разностной частоте $f_p = f_н - f_c$. Выделение колебаний этих двух частот возможно не только в одной резонансной системе, как в случае одно-

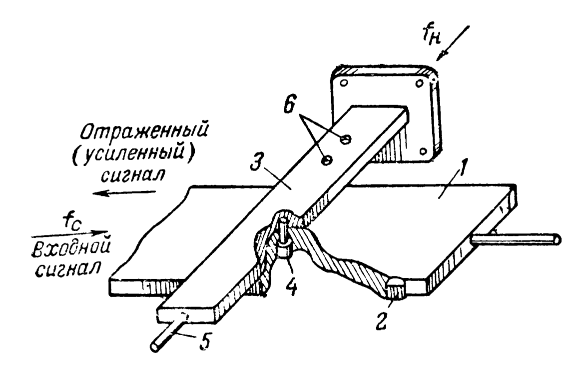


Рис. 18. Конструкция параметрического усилителя сантиметрового диапазона.

1 — сигнальный волновод; *2* — короткозамыкающий поршень для настройки цепи сигнала; *3* — волновод накачки, *4* — полупроводниковый диод; *5* — короткозамыкающий поршень для настройки цепи накачки; *6* — настроечные винты.

контурного ПУ, но и в двух резонансных контурах, настроенных соответственно на частоты f_c и f_p. Если частота генератора накачки значительно больше, чем частота сигнала (обычно в рассматриваемых усилителях $f_н = 3 \div 10 f_c$), то частоты f_c и f_p настолько сильно различаются, что не представляет труда разделить их в двух различных резонансных контурах. При этом исключаются недостатки, присущие одноконтурным системам. Периодически меняющаяся емкость в этом случае является элементом связи между контурами.

Таким образом, мы приходим к д в у х к о н т у р н о м у параметрическому усилителю (рис. 19). В этой схеме первый контур настраивается обычно на частоту ω_1, равную частоте сигнала ω_c, Резонансная частота второго контура равна разности частот накачки и сигнала: $\omega_2 = \omega_p = \omega_н - \omega_c$. Отсюда частота генератора накачки $\omega_н = \omega_1 + \omega_2$. В качестве полезного сигнала в такой системе могут использоваться сигналы как на частоте ω_1, так и на частоте ω_2

В двухконтурном ПУ усиленный сигнал выделяется на частоте ω_1 первого контура. При этом здесь, как и в случае одноконтурного усилителя, с первым контуром связаны как генератор сигнала, так

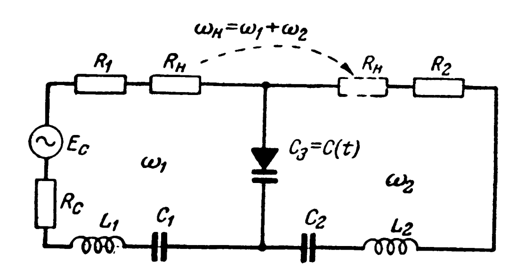


Рис. 19. Эквивалентная схема двухконтурного параметрического усилителя (пунктиром показано включение сопротивления нагрузки для усилителя-преобразователя).

и нагрузка (как правило, с помощью циркулятора). В такой системе со вторым контуром не связаны какие-либо внешние источники или потребители энергии. Поэтому второй контур называют также иногда «холостым» или «дополнительным».

Пусть, как и раньше, емкость связи C_3 изменяется периодически под действием генератора накачки с частотой $\omega_н$:

$$\frac{1}{C_3} = \frac{1}{C_0}\left[1 + m \sin \omega_н t\right] = \frac{1}{C_0} + \frac{1}{\Delta C} \sin \omega_н t. \qquad (26)$$

Как и в случае одноконтурного ПУ, постоянная составляющая C_0 емкости C_3 не участвует в процессе параметрического усиления [1]. Поэтому соотношение (26) можно представить в виде:

$$\frac{1}{C'_3} = \frac{1}{\Delta C} \sin \omega_н t, \qquad (26а)$$

где C'_3 — переменная составляющая емкости C_3.

Пусть ток, вызываемый напряжением сигнала в первом контуре (без учета влияния второго контура), задан выражением

$$i_1 = I_c \sin(\omega_1 t + \varphi_1). \qquad (27)$$

Тогда напряжение U_3 на емкости C'_3, вызываемое протеканием

[1] Постоянная составляющая C_0 емкости C_3 влияет лишь на результирующие емкости первого и второго контуров, определяющие резонансные частоты. Например, резонансная частота первого контура определяется выражением

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 \frac{C_1 C_0}{(C_1 + C_0)}}}.$$

этого тока, определяется по аналогии с соотношением (21) следующим выражением:

$$U_3 = \frac{I_c}{2\omega_1 \Delta C}\left\{\sin[(\omega_н - \omega_1)t - \varphi_1] + \sin[(\omega_н + \omega_1)t + \varphi_1]\right\}. \quad (28)$$

Заметив, что разностная частота равна резонансной частоте второго контура ($\omega_н - \omega_1 = \omega_2$), перепишем соотношение (28) в виде:

$$U_3 = \frac{I_c}{2\omega_1 \Delta C}\left\{[\sin(\omega_2 t - \varphi_1) + \sin[(\omega_н + \omega_1)t + \varphi_1].\right\} \quad (28a)$$

Полученное соотношение показывает, что напряжение, вызываемое протеканием через переменную емкость C'_3 тока i_1, состоит из двух составляющих. Частота одной из них равна резонансной частоте второго контура, а второй — суммарной частоте генератора накачки и сигнала ($\omega_н + \omega_1$). Воздействием напряжения на суммарной частоте за счет резонансных свойств второго контура можно пренебречь. При этом ток во втором контуре, вызываемый первой составляющей напряжения, определяется выражением

$$i_2 = \frac{U_3}{R_2} = \frac{I_c}{2\omega_1 \Delta C R_2}\sin(\omega_2 t - \varphi_1). \quad (29)$$

Протекание этого тока через переменную емкость вызовет появление на ней добавочного напряжения U_3', определяемого значением i_2, из соотношения (29). Вычисления, аналогичные приведенным в (28), дают:

$$U_3' = \frac{I_c}{4\omega_1\omega_2 R_2(\Delta C)^2}\left\{\sin(\omega_1 t + \varphi_1) + \sin[(\omega_н + \omega_2)t - \varphi_1]\right\}. \quad (30)$$

Напряжение U_3', полученное в результате вторичных процессов взаимодействия между током второго контура и переменной емкостью C_3', состоит из двух составляющих, из которых существенной является составляющая на частоте первого контура ω_1 (составляющей с суммарной частотой, как и прежде, пренебрегаем). Эта составляющая напряжения вызовет увеличение тока первого контура на величину Δi_1, определяемую соотношением

$$\Delta i_1 = \frac{U_3'}{R_1} = \frac{I_c}{4\omega_1\omega_2 R_1 R_2(\Delta C)^2}\sin(\omega_1 t + \varphi_1). \quad (31)$$

Замечательным является то, что эта добавочная составляющая тока в первом контуре находится в фазе с током сигнала. Это следует из того, что фазовые углы в соотношениях (27) и (31) равны. Таким образом, здесь, как и в одноконтурном ПУ, происходит преобразование с помощью переменной емкости энергии генератора накачки в энергию на частоте сигнала.

Рассмотренный процесс усиления в двухконтурном параметрическом усилителе можно трактовать как результат двойного преобразования частоты. Действительно, при первом преобразовании напряжение частоты сигнала, взаимодействуя на переменной емкости диода с напряжением генератора накачки, вызывает появление напряжения на разностной ($\omega_2 = \omega_н - \omega_1$) частоте, на которую настро-

ен второй контур. Возникшее напряжение, взаимодействуя в свою очередь с напряжением накачки, приводит к появлению добавочного напряжения на частоте сигнала. Описанное преобразование частоты сопровождается добавлением энергии в первый контур, приводящим к усилению сигнала.

Характерно, что процесс усиления в одноконтурном параметрическом усилителе при нарушении равенства $\omega_c = \frac{\omega_н}{2}$ протекает аналогично только что рассмотренным процессам в двухконтурной системе. Единственным отличием является то, что в одноконтурном усилителе обе гармоники (ω_c и ω_p) выделяются в одной резонансной системе, а в двухконтурном усилителе — в двух различных контурах, настроенных на частоты ω_c и ω_p.

Вычислим величину отрицательного сопротивления, вносимого в первый контур при рассмотренных процессах. Дополнительное напряжение на частоте сигнала, появляющееся на первом контуре в результате параметрического усиления (30) с учетом (27), может быть представлено в виде:

$$U_3' = \frac{I_c}{4\omega_1\omega_2 R_2 \Delta C^2} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) = \frac{i_1}{4\omega_1\omega_2 R_2 (\Delta C)^2}.$$

Отсюда абсолютная величина отрицательного сопротивления с учетом (16) равна:

$$R_- = \frac{U_3'}{i_1} = \frac{m^2}{4\omega_1\omega_2 R_2 C_0^2}. \qquad (32)$$

Из соотношения (32) следует, что для получения большого усиления (большого значения отрицательного сопротивления) необходимо выбирать второй контур с высокой добротностью (с малым значением сопротивления потерь R_2), а также увеличивать глубину модуляции емкости m (за счет увеличения напряжения накачки).

Таким образом, роль дополнительного контура в двухконтурном ПУ состоит в выделении напряжения разностной частоты $\omega_2 = \omega_н - \omega_1$, которое, взаимодействуя на переменном конденсаторе связи с напряжением накачки, приводит к появлению составляющих на частоте сигнала. Эти составляющие находятся в фазе с напряжением сигнала и вследствие этого вызывают усиление сигнала.

Усилители-преобразователи. При рассмотрении двухконтурного усилителя отмечалось, что усиленный сигнал в двухконтурных системах может сниматься также и со второго контура. Действительно, благодаря полной симметрии таких систем (рис. 19) следует ожидать, что за счет процессов, аналогичных рассмотренным выше, отрицательная проводимость будет вноситься не только в первый, но и во второй контуры. Расчеты и эксперимент подтверждают это предположение. Таким образом, перенеся сопротивление нагрузки из первого контура во второй, получим новую разновидность ПУ, в котором усиленный сигнал снимается со второго контура на частоте, отличной от частоты входного сигнала. Эквивалентная схема такой системы получается из схемы на рис. 19 путем перенесения нагрузки во второй контур. В этом случае усиление сопровождается преобразованием частоты, вследствие чего

рассматриваемую систему можно назвать «усилителем-преобразователем».

Несомненным достоинством усилителя-преобразователя является отсутствие необходимости в циркуляторе, так как входной и выходной сигналы подаются и снимаются с разных контуров, что обеспечивает достаточную развязку между ними. Кроме того, при удовлетворении неравенства $\omega_2 > \omega_1$ усилитель-преобразователь обладает лучшими по сравнению с двухконтурным усилителем шумовыми характеристиками. В практических схемах частота второго контура выбирается в 10 и более раз превышающей частоту первого контура; поэтому рассматриваемые системы называют иногда «повышающими преобразователями».

Если предположить, что частоты первого и второго контуров приблизительно одинаковы $(\omega_1 \approx \omega_2)$, то расчеты, аналогичные про-

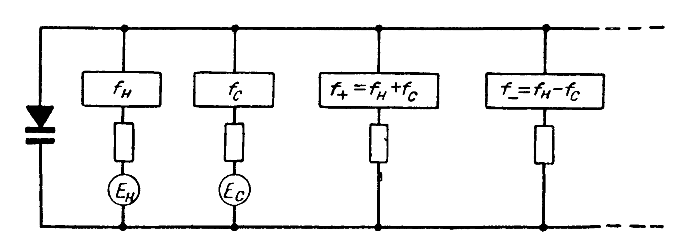


Рис. 20. Схема воздействия на нелинейную емкость напряжений генераторов накачки и сигнала.

В результате смесительных процессов в нелинейной емкости в цепи возникают комбинационные частоты f_+ и f_-. Прямоугольник изображает идеальный фильтр, прозрачный только для одной частоты

веденным в предыдущем разделе, показывают, что энергия, поступающая от генератора накачки, приблизительно поровну распределяется между обоими контурами. При этом отрицательные проводимости, вносимые в оба контура, оказываются равными. Для того чтобы ответить на вопрос, как происходит распределение энергии в случае повышающих преобразователей, в которых $\omega_2 > \omega_1$, необходимо рассмотреть энергетические соотношения в параметрических усилителях.

Энергетические соотношения в параметрических усилителях. При совместном воздействии на нелинейный конденсатор напряжения генератора накачки с частотой $f_н$ и напряжения сигнала с частотой $f_с$ в цепи возникают комбинационные частоты вида $lf_н+nf_с$, где l и n принимают произвольные целые значения. При рассмотрении одноконтурного и двухконтурного усилителей мы пренебрегали током на суммарной частоте, однако в общем случае его необходимо учитывать. Для простоты рассмотрим только две комбинационные частоты: суммарную $f_+ = f_н+f_с$ и разностную $f_- = f_н - f_с$.

На рис. 20 условно изображена нелинейная емкость, на которую воздействуют напряжения генератора накачки и сигнала. К этой же емкости подсоединены резонансные системы, настроенные на сум-

марную и разностную частоты. Высшие комбинационные частоты будем полагать подавленными идеальными фильтрами (без потерь). Можно показать, что распределение энергии в рассматриваемой системе описывается следующими соотношениями:

$$\frac{W_{н}}{f_{н}} + \frac{W_{+}}{f_{+}} + \frac{W_{-}}{f_{-}} = 0; \qquad (32)$$

$$\frac{W_{с}}{f_{с}} + \frac{W_{+}}{f_{+}} - \frac{W_{-}}{f_{-}} = 0, \qquad (33)$$

где $W_{н}$ — мощность на частоте накачки;
$W_{с}$ — мощность на частоте сигнала;
W_{+} — мощность на суммарной частоте;
W_{-} — мощность на разностной частоте.

Эти уравнения, называемые уравнениями Мэнли-Роу, дают два самостоятельных соотношения между мощностями, поступающими в нелинейный конденсатор[1] на различных частотах. При этом независимо от типа применяемой реактивности распределение мощности по комбинационным частотам определяется лишь величиной этих комбинационных частот. Приведенные соотношения имеют исключительно важное значение для объяснения работы параметрических усилителей и их классификации.

Усилитель-преобразователь, работающий на разностной частоте (регенеративный). В таком усилителе, частично рассмотренном в начале данного раздела, второй контур настроен на разностную частоту f_{-}. Ответ на вопрос о том, как распределяется энергия генератора накачки между двумя контурами, дают соотношения Мэнли-Роу (32) и (33), которые для рассматриваемого случая примут вид (члены на суммарной частоте не учитываются за счет резонансных свойств второго контура, настроенного на разностную частоту):

$$\frac{W_{н}}{f_{н}} + \frac{W_{-}}{f_{-}} = 0; \qquad (34)$$

$$\frac{W_{с}}{f_{с}} - \frac{W_{-}}{f_{-}} = 0. \qquad (35)$$

Мощность генератора накачки всегда является положительной; она поступает к нелинейному конденсатору. Для того чтобы уравнение (32) удовлетворялось, второй член должен быть отрицательным. Отрицательный знак означает мощность, отдаваемую конденсатором во внешнюю цепь на разностной частоте f_{-}. Из уравнения (34) следует, что первый его член, характеризующий мощность на частоте сигнала, также отрицателен. Он означает мощность, отдаваемую во внешнюю цепь на частоте $f_{с}$. Таким образом, в рассматриваемом усилителе энергия генератора накачки, поступающая к нелинейной емкости, преобразуется в мощность на частоте сигнала и на разностной частоте. При этом подавляющая часть мощности со-

---

[1] Соотношение Мэнли-Роу справедливо также и для нелинейных индуктивностей.

ответствует более высокой частоте и только небольшая ее часть приходится на долю более низкой частоты сигнала $f_с$. Поскольку мощность на обеих рассматриваемых частотах имеет одинаковый знак, следует, что в данном случае отрицательная проводимость вносится в оба контура.

Примечательным является то, что усиление в рассматриваемом усилителе происходит не только за счет внесения отрицательной проводимости во второй контур (регенерации второго контура), но и за счет преобразования частоты. Действительно, уравнение (35) можно переписать в виде:

$$W_- = W_с \frac{f_-}{f_с} = W_с K_1. \quad (36)$$

Таким образом, мощность на выходе усилителя равняется мощности сигнала, умноженной на множитель, определяемый отношением частот $f_- / f_с$, всегда больший единицы.

Результирующий коэффициент усиления по мощности может быть представлен в виде:

$$K_р = K_1 K_2. \quad (37)$$

Здесь множитель K_1 характеризует усиление за счет преобразования частот, а множитель K_2 — за счет внесения отрицательного сопротивления (регенерации). При увеличении мощности генератора накачки множитель K_2 увеличивается, а множитель K_1 остается постоянным. Общий коэффициент усиления растет и может принимать произвольно большие значения. При дальнейшем увеличении мощности накачки вносимое в контур отрицательное сопротивление может скомпенсировать потери в контуре и усилитель перейдет в режим генерации. Из-за возможной нестабильности работа в областях, близких к возбуждению усилителя, не рекомендуется.

Заметим, что одноконтурные и двухконтурные ПУ могут быть отнесены с небольшими ограничениями к рассматриваемому классу устройств. В частном случае, если частота генератора накачки равна удвоенной частоте сигнала, имеем:

$$f_н - f_с = 2f_с - f_с = f_с.$$

Здесь имеет место выделение усиленной мощности на частоте сигнала. При этом первый член в выражении (37) оказывается равным единице и усиление получается только за счет эффекта регенерации.

Усилитель-преобразователь, работающий на суммарной частоте (нерегенеративный). В этом случае второй контур настраивается на суммарную частоту $f_+ = f_н + f_с$. Соотношения (32) и (33) примут вид (члены на разностной частоте не учитываются):

$$\frac{W_н}{f_н} + \frac{W_+}{f_+} = 0; \quad (38)$$

$$\frac{W_с}{f_с} + \frac{W_+}{f_+} = 0. \quad (39)$$

Как и в предыдущем случае, считаем, что мощность, поступающая от генератора накачки, положительна.

В нагрузку поступает мощность на суммарной частоте, которая в соответствии с выражением (38) является отрицательной. Уравнение (39) удовлетворяется при положительном значении мощности сигнала. Это означает, что мощность на частоте сигнала «потребляется» нелинейной емкостью (а не отдается во внешнюю цепь, как это имело место в предыдущем случае). Таким образом, в рассматриваемой схеме не происходит регенерации в цепи сигнала. Наоборот, в первый контур вносится положительная проводимость, абсолютная величина которой определяется соотношением (32), увеличивающая затухание в контуре. Таким образом, рассматриваемый усилитель всегда устойчив.

Здесь усиление происходит только за счет преобразования частот в соответствии с общими энергетическими соотношениями (38) и (39). Физика процессов, происходящих при этом, состоит в том, что к нелинейной реактивности поступают мощности от генераторов сигнала и накачки, а от нее в нагрузку поступает мощность на суммарной частоте, «промодулированная» с частотой модуляции сигнала. Другими словами, малая мощность на частоте сигнала управляет значительной мощностью генератора накачки. Процессы в таком усилителе подобны процессам, происходящим в модуляторе. Коэффициент усиления определяется с помощью соотношения (39):

$$W_{+} = W_{c}\frac{f_{+}}{f_{c}} = W_{c}K_{1}. \quad (40)$$

Результирующий коэффициент усиления по мощности

$$K_{p} = K_{1} = \frac{f_{+}}{f_{c}} \quad (41)$$

определяется только соотношением частот (в данном случае усиление за счет регенерации отсутствует). В рассматриваемых усилителях трудно получить большой коэффициент усиления, поскольку в реальных схемах в диапазоне СВЧ величина этого соотношения не превышает 10—20. Поэтому усилители-преобразователи, работающие на суммарной частоте, получили сравнительно ограниченное распространение.

Конструктивно двухконтурные усилители отличаются от одноконтурных только наличием второго контура (в зависимости от диапазона волн это может быть контур со сосредоточенными параметрами или объемный резонатор).

Частотный предел применения усилителей-преобразователей определяется частотным пределом разработанных к настоящему времени генераторов СВЧ. Действительно, для обеспечения эффективной работы таких систем необходимо, чтобы выходная частота (определяемая частотой генератора накачки) в 10 и более раз превышала частоту сигнала. Частота поставляемых промышленностью маломощных генераторов СВЧ (клистронов, ЛБВ и др.), используемых в качестве генераторов накачки, не превышает 10—15 *Ггц*. Следовательно, усилители-преобразователи рационально применять для усиления частот, не превышающих 1—1,5 *Ггц*. Это и определяет их конструкцию.

На рис. 21 изображен один из возможных вариантов конструкции усилителя-преобразователя. В качестве контура сигнала (дециметрового диапазона) здесь использован коаксиальный резонатор *1*, настраиваемый поршнем *2*. Выходной контур, настраиваемый на раз-

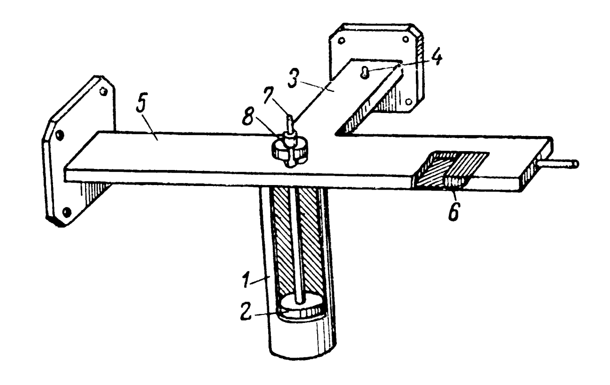


Рис. 21. Усилитель-преобразователь.

1 — коаксиальный сигнальный контур; *2* — поршень для настройки; *3* — волновод накачки; *4* — настроечный винт, *5* — отрезок волновода, образующий выходной контур; *6* — поршень для настройки выходного контура; *7* — устройство для крепления диода; *8* — диод

ностную (или суммарную) частоту, лежащую обычно в сантиметровом диапазоне, образуется отрезком волновода, ограниченным поршнем *6*. Полупроводниковый диод *8* помещается в месте соединения обеих колебательных систем.

ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Для удобства рассмотрения основных характеристик все рассмотренные параметрические усилители разбиты в соответствии с характерными особенностями их работы на отдельные типы, приведенные в табл. 4.

Как отмечено в этой таблице, величина усиления K_2, обусловленного регенерацией, может изменяться для первых трех типов усилителей в пределах от 0 до ∞. Действительно, при выключенном генераторе накачки регенерация отсутствует, следовательно отрицательное сопротивление R_-, вносимое в контур, равно нулю и коэффициент $K_2=0$. По мере увеличения мощности накачки R_- увеличивается и, наконец, достигает значения, равного результирующему сопротивлению контура $(\alpha = R_-/R_\Sigma = 1)$. При этом потери в контуре компенсируются полностью и коэффициент K_2 становится бесконечно большим, что соответствует возбуждению усилителя. Следствием этого процесса является возможная нестабильность усилителя при работе с большими коэффициентами усиления в областях, близких к возбуждению.

Таблица 4

Тип ПУ	Условное обозначение	Частота, на которой снимается усиленный сигнал $f_{вых}$	Соотношение между частотами накачки и сигнала	Усиление за счет регенерации K_2	Усиление за счет преобразования частоты K_1	Стабильность
Одноконтурный	ПУ-1	$f_с$	$f_н = 2f_с$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$ (может изменяться от 0 до ∞)	1	Возможна нестабильность
Двухконтурный	ПУ-2	$f_с$	$f_н \geqslant 2f_с$	То же	1	То же
Усилитель-преобразователь, работающий на разностной частоте (регенеративный)	ПУ-Пр_	$f_- = f_н - f_с$	$f_н > 2f_с$	„ „	$\frac{f_-}{f_с}$	„ „
Усилитель-преобразователь, работающий на суммарной частоте (нерегенеративный)	ПУ-Пр+	$f_+ = f_н + f_с$	$f_н > 2f_с$	$\leqslant 1$	$\frac{f_+}{f_с}$	Стабильный
Параметрический усилитель бегущей волны	ПУ-БВ	$f_с$	$f_н \geqslant 2f_с$	—	—	Возможна нестабильность

Примечания:

1. Множитель $\alpha = \frac{R_-}{R_\Sigma}$ характеризует степень регенерации. Здесь R_- — отрицательное сопротивление, вносимое в контур за счет энергии генератора накачки, а R_Σ — результирующее активное сопротивление контура, определяемое потерями в контуре, диоде и внешних цепях, подсоединяемых к контуру.

2. Из-за сложности выражения для коэффициентов K_1 и K_2 для ПУ-БВ не приведены. В общем случае для ПУ-БВ коэффициент K_2 изменяется от 0 до ∞, а коэффициент $K_1 \geqslant 1$ в зависимости от конкретной схемы.

В случае усилителя-преобразователя, работающего на суммарной частоте, в контур, как отмечалось ранее, вносится не отрицательное, а положительное сопротивление. Поэтому для таких усилителей коэффициент K_2 практически всегда меньше единицы и вследствие этого система стабильна.

Величинами, характеризующими возможность применения ПУ в качестве входных каскадов приемных устройств СВЧ, являются в первую очередь коэффициент усиления номинальной мощности $K_р$ и коэффициент шума *Ш*, а также полоса пропускания частот $2\Delta f$ *. В табл. 5 приведены значения этих параметров для параметрических усилителей различных типов.

Таблица 5*

Тип параметрического усилителя	$f_с$, *Мгц*	$f_{вых}$, *Мгц*	$K_р$, *дб*	$2\Delta f$, *Мгц*	*Ш*, *дб*
ПУ-1	500	500	15	6	1,5
ПУ-1	4 500	4 500	22	11	2,6
ПУ-1	5 840	5 840	16	25	0,9
ПУ-1	5 840	5 840	16	25	0,3**
ПУ-1	11 500	11 500	10	75	3,6
ПУ-2	450	450	20	4	1
ПУ-2	1 200	1 200	25	1	4
ПУ-Пр_	460	8 495	20	2	1,5
ПУ-Пр_	500	8 500	18	5	1,2
ПУ-Пр_	750	8 750	25	8	1,5
ПУ-Пр_	925	8 800	20	30	1,5
ПУ-Пр+	280	6 280	10	6	1,5
ПУ-Пр+	400	9 400	11	22	1,9
ПУ-Пр+	410	9 230	12,5	2	0,9
ПУ-Пр+	500	9 700	10	6	1,5
ПУ-БВ	380	380	10	80	3,4
ПУ-БВ	400	400	10	100	3,5
ПУ-БВ	500	500	10	100	3,5
ПУ-БВ	3 000	3 000	10	300	5

* Таблица составлена на основании сведений о параметрических усилителях, опубликованных в иностранной литературе.

** При охлаждении диода до 87° К.

---

* В соответствии с общепринятым величина $2\Delta f$ определяется, по точкам, в которых величина $K_р$ уменьшается вдвое по сравнению со значением, соответствующим резонансной частоте.

Большой разброс величин, характеризующих основные параметры усилителей, определяется главным образом различным качеством применяемых диодов, а также конструктивными особенностями отдельных экспериментальных макетов.

Одноконтурные ПУ наиболее просты в конструктивном отношении. К их несомненным достоинствам относится относительно легко осуществляемая возможность электронной перестройки частоты.

Другим достоинством одноконтурного, как, впрочем, и двухконтурного, усилителя является то, что усиление в нем происходит без

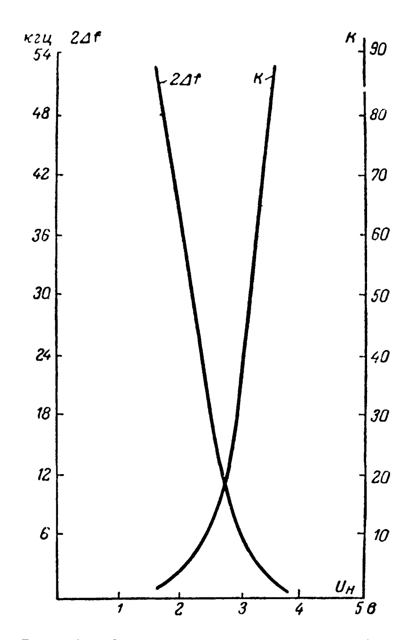


Рис. 22. Экспериментальные графики зависимости коэффициента усиления K и полосы пропускания $2\,\Delta f$ параметрического усилителя метрового диапазона от напряжения накачки $U_{н}$.

преобразования частоты; это позволяет достаточно легко применять такие системы в качестве УВЧ в уже существующих приемных устройствах без существенной переделки входных каскадов последних.

Однако одноконтурным усилителям присущ ряд недостатков, ограничивающих их применение. Такими недостатками являются главным образом худшие шумовые характеристики по сравнению с двухконтурными системами, а также наличие биений в выходном

сигнале (при использовании обеих гармонических составляющих). От последнего недостатка можно избавиться либо с помощью фильтра, пропускающего только какую-либо одну частотную составляющую (ω_c или ω_p) либо путем применения в системе достаточно узкополосного супергетеродинного приемника.

Кроме того, одноконтурные (и двухконтурные) усилители, как правило, применяются с циркулятором (для улучшения шумовых характеристик и повышения стабильности работы), что приводит к усложнению системы. Такие усилители наиболее целесообразно применять в диапазоне, превышающем 1—2 *Ггц,* поскольку усилители-преобразователи, как отмечалось выше, из-за частотных пределов, накладываемых генераторами накачки, в этом диапазоне неприменимы. Из табл. 5 следует, что одноконтурные усилители обеспечивают коэффициент усиления по мощности порядка 10—20 *дб* и по-

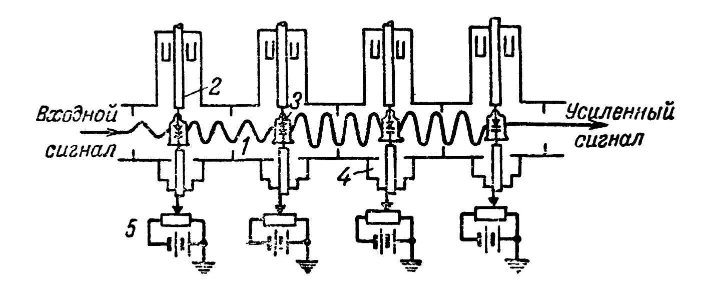


Рис. 23. Конструкция параметрического усилителя бегущей волны.

1 — волноводная система усилителя; 2 — настроечный поршень; 3 — диод; 4 — контур, настроенный на частоту накачки; 5 — устройство для подачи отрицательного смещения на диод.

лосу пропускания порядка 1% частоты усиливаемого сигнала. Среднее значение коэффициента шума, как правило, не превышает 2—2,5 *дб.*

Многое из сказанного выше об одноконтурных ПУ относится также и к двухконтурным усилителям. Основным преимуществом двухконтурных систем являются лучшие шумовые характеристики. За счет этого чувствительность приемных систем с двухконтурными усилителями оказывается приблизительно в 2 раза лучшей, чем с одноконтурными. Теория показывает, что путем выбора большой величины отношения ω_2/ω_1 коэффициент шума ПУ-2 может быть существенно снижен. Однако обеспечение необходимого соотношения при работе в сантиметровом диапазоне ограничено частотным пределом генераторов накачки. Кроме того, двухконтурные усилители сложнее одноконтурных в конструктивном отношении и в смысле регулировки и настройки. В связи с этим до настоящего времени значительная часть ПУ сантиметрового диапазона волн выполняется в виде одноконтурных систем.

Усилители-преобразователи применяются главным образом в дециметровом диапазоне волн (до частот 1—2 *Ггц*). Наиболее существенным преимуществом их являются полная развязка входной и выходной цепей, что исключает необходимость применения циркулятора, а также хорошая стабильность. При рассмотрении регенеративных преобразователей отмечалось, что результирующее усиление определяется двумя факторами: усилением за счет регенерации и усилением за счет преобразования частот [см. формулу (37)]. Таким образом, при соответствующем выборе соотношения частот можно получить достаточно высокий коэффициент усиления при отно-

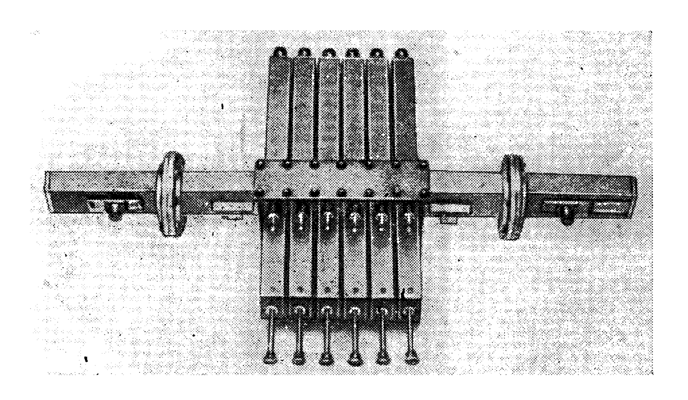


Рис. 24. Внешний вид параметрического усилителя бегущей волны.

сительно небольших регенерациях (небольшом значении коэффициента K_2). Работа усилителя-преобразователя в рассматриваемом режиме отличается хорошей стабильностью. Усилитель-преобразователь, работающий на суммарной частоте (ПУ-Пр+), всегда стабилен. Однако поскольку в данном типе усилителя отсутствует регенерация и усиление получается только за счет преобразования частоты, для получения высокого усиления необходимо обеспечить большую величину отношения частот ω_+/ω_c, что не всегда возможно, особенно при частоте сигнала, превышающей 1 *Ггц*.

Из табл. 5 следует, что регенеративные усилители-преобразователи обладают усилением порядка 20—25 *дб* при полосе пропускания, определяемой единицами мегагерц. Коэффициент усиления нерегенеративных усилителей-преобразователей ограничен соотношением частот ω_+/ω_c и, как следует из таблицы, не превышает 10—12 *дб*. В связи с этим регенеративные усилители-преобразователи получили большее распространение, чем нерегенеративные.

Отличительной особенностью всех рассмотренных типов усилителей является весьма узкая полоса пропускаемых частот, не превышающая, как правило, 1% значения резонансной частоты. Эта особенность присуща в силу принципа действия всем регенеративным усилителям, так как повышение качества контура за счет регенера-

ции неизбежно связано с уменьшением полосы пропускаемых частот. При этом чем больше величина усиления (чем больше регенерация), тем меньшей становится полоса пропускания. Зависимость между усилением и полосой пропускаемых частот для параметрического усилителя коротковолнового диапазона, снятая экспериментально, приведена на рис. 22, из которого следует, что при малых напряжениях накачки усиление невелико. Полоса пропускаемых частот при этом достаточно широка. При большей мощности накачки усиление возрастает, однако величина полосы пропускания существенно уменьшается.

От указанного недостатка свободны параметрические усилители бегущей волны (ПУ-БВ). Теория указывает, что полосу пропускания можно увеличить за счет применения контуров с малой добротностью, резонансные свойства которых выражены весьма слабо; при этом усиление каскада уменьшается Однако для получения необходимого усиления можно использовать последовательное соединение нескольких каскадов. В предельном случае получаем ПУ-БВ, в котором применяются нерезонаторные многозвенные структуры, использующие принцип бегущей волны. В таких усилителях используется большое число полупроводниковых диодов, расположенных в определенном порядке вдоль длинной линнии или внутри волновода. Конструкция ПУ-БВ показана на рис. 23, а его внешний вид приведен на рис. 24.

Параметрические усилители бегущей волны характеризуются весьма широкой полосой пропускаемых частот (10—25% резонансной). Кроме того, ПУ-БВ обладает однонаправленными свойствами (способностью усиливать волны, распространяющиеся только в одном направлении), из-за чего отпадает необходимость в циркуляторе. Из табл. 4 следует, что коэффициент усиления по мощности для ПУ-БВ имеет величину порядка 10 *дб* при весьма широкой полосе пропускаемых частот. По своим шумовым характеристикам $Ш \approx 3 \div 5$ *дб*) ПУ-БВ уступают параметрическим усилителям резонаторного типа. В связи со сложностью конструкции и регулировки ПУ-БВ в настоящее время разработаны в меньшей степени, чем резонаторные системы, причем главным образом в дециметровом диапазоне волн. Однако благодаря ряду существенных достоинств ПУ-БВ в ближайшее время следует ожидать их успешного развития и продвижения в сантиметровый диапазон волн.

В качестве генераторов накачки в параметрических усилителях в зависимости от диапазона применяются электронные лампы, маломощные клистроны или лампы бегущей волны. Необходимая мощность накачки не превышает 500 *Мвт*. Продвижению параметрических усилителей в область миллиметровых волн препятствовало отсутствие соответствующих генераторов накачки, поскольку создание надежных генераторов миллиметрового диапазона представляет существенные трудности. Эта проблема привела к разработке и исследованию ПУ, работающих с генераторами накачки, частота которых по величине ниже частоты усиливаемого сигнала.

В таких системах фактически в качестве частоты накачки используется одна из высших гармоник генератора накачки, получаемая в системе за счет нелинейности характеристики полупроводникового диода или за счет специальных схемных решений. Такие системы, получившие название параметрических усилителей с низкочастотной накачкой, представляются весьма перспективными, по-

скольку они позволяют существенно увеличить частотный предел ПУ. Проведенные эксперименты подтвердили возможность применения низкочастотной накачки в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн.

Теория и эксперимент указывают на возможность электронной перестройки частоты ПУ путем изменения частоты генератора накачки. Действительно, между частотами сигнала и накачки в ПУ должны выдерживаться следующие соотношения: для усилителей $f_c = f_н/2$; для усилителей-преобразователей $f_{вых} = f_н \pm f_c$.

Изменяя электрическим путем частоту генератора накачки, можно в известных пределах изменять частоту, соответствующую максимальному усилению принимаемого сигнала. Для усилителей сантиметрового диапазона электронная перестройка частоты составляет величину порядка 100—150 *Мгц*.

Экспериментальные исследования и расчеты показали, что весьма перспективно использовать в параметрических усилителях сверхрегенеративный режим работы [1], осуществляющийся путем модуляции напряжения накачки напряжением низкой частоты, называемой частотой суперизации. При этом происходит периодическое изменение с частотой суперизации величины вносимого отрицательного сопротивления, что приводит к существенному изменению характеристик усилителя. Коэффициент усиления ПУ в сверхрегенеративном режиме резко увеличивается; полоса пропускаемых частот несколько расширяется. Так, по зарубежным данным, у одного из образцов одноконтурного ПУ с частотой сигнала 3 *Ггц* в обычном режиме усиление было порядка 20 *дб*. У того же усилителя в сверхрегенеративном режиме оно достигало 87 *дб*. Применение сверхрегенеративного режима позволяет получить высокое усиление при достаточно широкой полосе пропускаемых частот и повысить стабильность работы усилителя. Однако сверхрегенеративный режим характеризуется некоторым увеличением коэффициента шума.

Несмотря на достаточно малый коэффициент шума ПУ, в последнее время проводился ряд теоретических и экспериментальных работ для дальнейшего улучшения их шумовых характеристик. Эти исследования показали, что одним из самых эффективных способов является охлаждение диода, работающего в параметрическом усилителе. Действительно, ранее отмечалось, что основным источником шумов ПУ является последовательное сопротивление R_s полупроводникового диода (см. рис. 8, *б*). Поскольку величина мощности шумов сопротивления определяется его температурой [см. формулу (3)], с уменьшением температуры диода, а следовательно, и сопротивления R_s, шумовые характеристики должны улучшиться. Это следует также из формул для коэффициента шума ПУ.

Параметрические усилители обладают весьма широким динамическим диапазоном, пропуская без искажения сигналы, мощности которых различаются более чем в десятки миллионов раз.

---

[1] Под сверхрегенеративным режимом работы ПУ понимают, как и в обычных усилителях, режим прерывистой генерации с определенной частотой вспомогательных колебаний

ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Перспективы применения параметрических усилителей исключительно велики. Трудно назвать область радиотехники, в особенности техники СВЧ, в которой нельзя было бы с большим успехом применить этот новый вид усилителей.

Исключительно широкие возможности открываются для применения этих усилителей в системах радиосвязи, в частности связи с использованием тропосферного рассеяния радиоволн. Этот новый вид связи основан на использовании отражения радиоволн от различных неоднородностей, существующих в тропосфере. Например, замечено, что плотность воздуха, а также его диэлектрическая постоянная изменяются вследствие хаотических вихревых движений воздуха. При распространении радиоволн в среде таких неоднородностей они рассеиваются, подобно тому как рассеивается свет в неоднородной среде. При этом на вход приемного устройства попадает ничтожная часть энергии, излученной передатчиком. Выделение такого сигнала на фоне шумов обычным радиоприемным устройством представляет значительные сложности. Приемная система с параметрическим усилителем на входе может с успехом решить поставленную задачу, позволяя существенно увеличить дальность линии тропосферной связи или уменьшить необходимую мощность передатчика.

Радиосвязь с использованием искусственных спутников Земли в качестве пассивных или активных ретрансляторов позволяет перекрывать очень большие расстояния при небольшой мощности радиопередающего устройства. Применение параметрического усилителя в приемном устройстве такой системы также весьма перспективно.

Наряду с этим параметрические усилители могут применяться и в обычных системах радиосвязи в диапазоне коротких волн, позволяя значительно повысить дальность действия таких систем благодаря существенному увеличению чувствительности радиоприемных устройств. Использование ПУ позволяет создать надежные малогабаритные коротковолновые приемные системы, построенные целиком на полупроводниковых приборах и обладающие высокой чувствительностью. Возможность создания таких систем ограничивалась до последнего времени высоким значением коэффициента шума транзисторов, превосходящего шумы ламп в коротковолновом диапазоне. Применение в качестве усилителей высокой частоты малошумящих параметрических усилителей позволит полностью снять эти ограничения. Генератором накачки такого приемника с успехом может служить высокочастотный генератор на транзисторе. В качестве второго варианта можно предложить использование в качестве напряжения накачки высшей гармоники частоты гетеродина, выделяемой с помощью умножителя, собранного на полупроводниковом диоде. Блок-схема возможного варианта такой системы приведена на рис. 25.

Кроме того, применение параметрических усилителей позволяет создать чрезвычайно простые и высокочувствительные приемные системы прямого усиления, состоящие из ПУ, используемого в качестве УВЧ, детектора и усилителя низкой частоты (или видеоусилителя). Благодаря низкому коэффициенту шума параметрического усилителя чувствительность таких систем может не уступать показателям обычных супергетеродинных приемников соответствующих диапазонов.

В этих устройствах все каскады, за исключением генератора накачки, могут быть выполнены на транзисторах. Простота, малые габариты и вес, высокая надежность и незначительный расход питания являются очевидными достоинствами этих устройств.

Автором настоящей брошюры было исследовано несколько макетов одноконтурных ПУ, работающих в диапазоне от единиц до сотен мегагерц. Макеты чрезвычайно просты конструктивно и позволяют получить коэффициент усиления по напряжению порядка 200—400. В числе ряда возможных применений таких систем следует указать на использование их в качестве усилителей промежуточной частоты, а также предварительных усилителей высокой частоты в телеви-

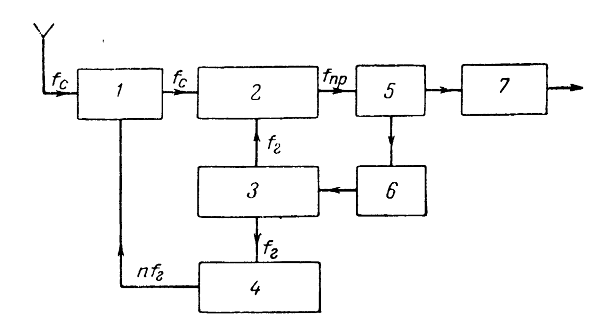


Рис. 25. Блок-схема радиоприемного устройства КВ и УКВ диапазонов, построенного полностью на полупроводниковых приборах.

1 — параметрический усилитель, *2* — смеситель; *3* — гетеродин; *4* — умножитель частоты, *5* — УПЧ, *6* — система автоподстройки частоты; *7* — детектор и УНЧ (или видеоусилитель).

зионных и связанных приемниках указанных диапазонов. Это позволит значительно увеличить дальность действия таких устройств.

Радиоастрономия является одним из последних достижений радиотехники, позволяющим перешагнуть далеко за пределы видимости, достижимые с помощью обычных телескопов, и существенно расширить наши познания о строении Вселенной. В радиоастрономических наблюдениях изучаются чрезвычайно слабые электромагнитные излучения небесных объектов. Эти излучения имеют флуктуационный характер. Интенсивность их обычно намного ниже уровня собственных шумов приемного устройства. Уменьшение этих шумов путем применения на входе радиотелескопических систем параметрических усилителей, в сотни раз превосходящих электронные лампы по шумовым характеристикам, позволит радиоастрономам изучать значительно более мелкие или более удаленные объекты.

Увеличение дальности действия радиолокационных систем до последнего времени достигалось путем повышения мощности передающих устройств или увеличения размеров антенных систем (последнее приводит к повышению коэффициента направленного действия, а следовательно, и усиления антенны). Оба эти метода достаточно

сложны, дороги и связаны с рядом ограничений. Расчеты показывают, что применение параметрического усилителя в радиолокационном приемнике позволяет весьма существенно увеличить дальность действия радиолокационной системы. Таким образом, применение ПУ позволяет в значительной степени решить задачи создания сверхдальней радиолокации.

В последнее время в печати появился ряд сообщений о практическом применении параметрических усилителей радиолюбителями. Американский радиолюбитель Харрис применил полупроводниковый параметрический усилитель на частоте 144 *Мгц* в качестве предварительного усилителя телевизионного приемника, что позволило ему

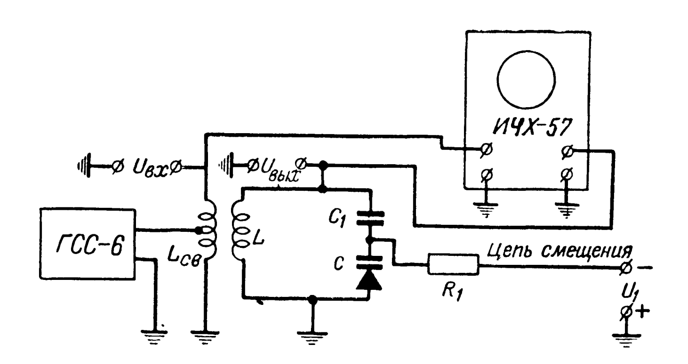


Рис. 26. Установка для настройки и испытаний одноконтурного параметрического усилителя коротковолнового диапазона

уверенно принимать с помощью обычного телевизионного приемника передачу на расстоянии, превышающем 200 *км*. Американскими же радиолюбителями сконструированы параметрические усилители, работающие на частотах 120, 144, 220 и 432 *Мгц* в радиолюбительских связных станциях.

На рис. 26 приведена схема установки для настройки и налаживания низкочастотного макета одноконтурного параметрического усилителя, работающего в диапазоне частот 2,2—2,7 *Мгц* *. Указанная схема может служить основой для построения параметрических усилителей других диапазонов. Эта же схема, являясь низкочастотной моделью параметрического усилителя СВЧ, позволяет изучить и исследовать все его характерные особенности.

Колебательный контур ПУ образуется индуктивностью ($L=25$ *мкгн*) и емкостью, в качестве которой используется переход коллектор — база плоскостного транзистора П1В. Емкость $C_1=3\,500$ *пф* является разделительной, и так как $C_1 \gg C$, можно считать, что контур состоит из индуктивности L и емкости C.

---

* Предложен и описан В. М. Свиридовым.

В состав установки входят измеритель частотных характеристик ИЧХ-57, генератор ГСС-6 и источник напряжения смещения.

Усиливаемый сигнал ($U_{вх}$) с выхода ИЧХ-57 посредством катушки связи $L_{св}$ подается в контур параметрического усилителя. Генератор накачки (ГСС-6) связан с усилителем с помощью той же самой катушки. Усиленное напряжение ($U_{вых}$) снимается непосредственно с колебательного контура усилителя и после детектирования поступает на вход осциллографической части ИЧХ-57. Величина напряжения накачки, необходимая для нормальной работы усилителя, имеет величину порядка 0,3—1 *в* (в качестве генератора накачки в такой системе можно использовать любой маломощный генератор). Применение измерителя частотных характеристик ИЧХ-57 позволяет быстро и достаточно просто производить настройку и регулировку схемы. Описанная схема характеризуется коэффициентом усиления по напряжению порядка нескольких сотен.

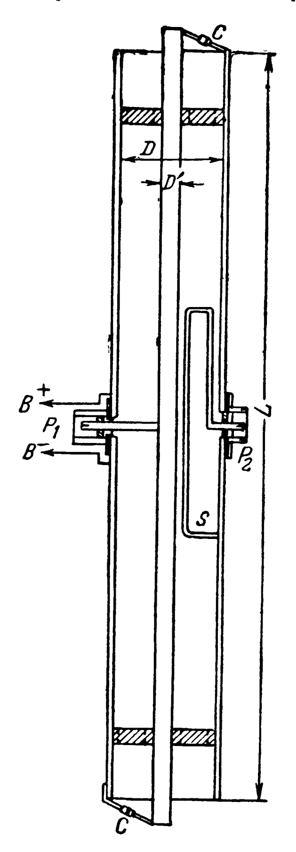


Рис. 27. Антенна со встроенным в нее параметрическим усилителем (разрез по оси коаксиальной системы).

Ранее отмечалось, что неизменяемая часть емкости полупроводникового диода влияет на резонансную частоту контура. Значение этой емкости в свою очередь зависит от напряжения смещения. Изменяя его, можно в определенных пределах производить перестройку контура. В данном макете изменением напряжения смещения производилась перестройка схемы в диапазоне 1,7—2,7 *Мгц*. Плавная перестройка в небольшом диапазоне может быть осуществлена изменением частоты накачки.

Эта же схема исследовалась в сверхрегенеративном режиме, и при входном сигнале порядка 2—3 *мкв* коэффициент усиления по напряжению достигал порядка десятков тысяч. Автором работы отмечается, что проведенные эксперименты дают основание сделать вывод о реальной возможности создания простых по конструкции радиолюбительских высокочувствительных приемников для приема амплитудно-модулированных сигналов с использованием параметрических усилителей.

Примером применения параметрических усилителей является полуволновая дипольная антенна со встроенным в нее параметрическим усилителем. Схематическое устройство такой антенны приведено на рис. 27. Параметрический усилитель состоит из внешнего цилиндра длиной L, использующегося в качестве антенны, и внутреннего коаксиального про-

водника диаметром D', закрепленного с помощью диэлектрических скоб с малыми потерями. Оба конца центрального проводника соединены с соответствующими концами антенны через параметрические диоды C и C. В середине антенна расчленена для подачи смещения на диоды. Колебания накачки прикладываются к обоим диодам в фазе при помощи внутреннего проводника P_1. Напряжение смещения подается на диоды через проводники B. При работе внутренняя полость коаксиального проводника служит резонансным объемом, резонирующим одновременно как на частоте сигнала, так и на разностной частоте. Выход системы, обозначенный буквой P_2, выполнен в виде петли, настроенной на частоту сигнала f_c и являющейся фильтром-пробкой для колебаний на разностной частоте. Описанная система обладает коэффициентом усиления по мощности на резонансной частоте (~ 220 *Мгц*) порядка 23 *дб* при полосе пропускания 5,5 *Мгц*.

Несколько любительских конструкций параметрических усилителей приведено в статьях В. Алфеева и Г. Дедюкина «Параметрические усилители на полупроводниковых диодах» (журнал «Радио» № 3 и 5 за 1961 г.).

Имеются сообщения о промышленных образцах параметрических усилителей. Так, фирмой Hughes Aircraft Co. (США) рекламируются четыре типа параметрических усилителей на объемных резонаторах. Характеристики этих усилителей на диапазонах 30; 10; 5,7 и 3 *см* приведены в табл. 6, а внешний вид их показан на рис. 28.

Таблица 6

Параметры	Диапазон, *см*			
	30	10	5,7	3
Длина волны генератора накачки *см*	10 или 5,7	3	3 или 2	2
Мощность накачки, *мвт*	50	100	100	150
Коэффициент усиления, *дб*	15—20	15—25	15—25	15—25
Полоса пропускания, *Мгц*	2—10	До 25	До 25	2—8
Коэффициент шума, *дб*	2—4	2—4	2—4	6

В декабре 1959 г. в США был произведен запуск спутника для экспериментальной проверки системы связи с пассивной ретрансляцией сигнала. Для проведения опыта по обеспечению связи между двумя населенными пунктами на расстоянии 3 680 *км* сооружены специальные станции. Связь поддерживалась на частоте 960 *Мгц* с помощью передатчика мощностью 10 *квт*. Обе станции были оборудованы рупорными антеннами для приема и параболическими антеннами для передачи сигналов. В качестве входных каскадов приемных устройств использовались параметрические усилители. На станциях была установлена аппаратура для определения положения спутника на орбите и вычисления данных для слежения за ним.

В сентябре 1959 г. лабораторией Массачусетского университета была осуществлена радиолокация Венеры, которая в то время нахо-

дилась наиболее близко к Земле. В приемной системе использовался регенеративный усилитель-преобразователь.

Параметрические усилители на полупроводниковых диодах использовались на двух станциях слежения за американской ракетой «Пионер-IV». На одной из них применялся усилитель, работающий на

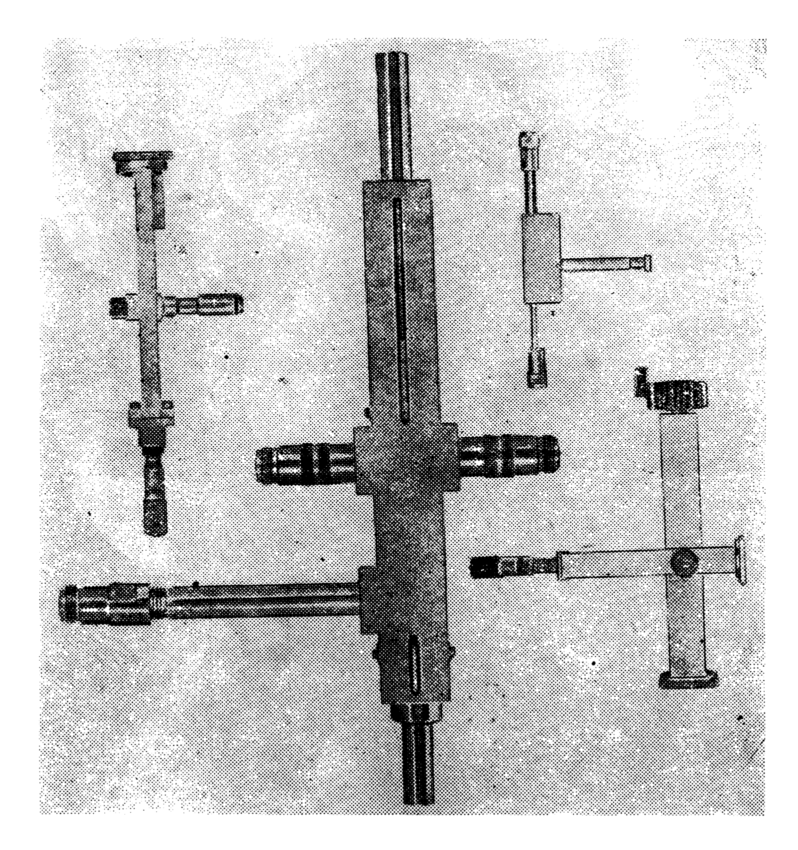


Рис. 28. Внешний вид параметрических усилителей на диапазоны волн 30, 10, 5, 7 и 3 *см*.

частоте 1 *Ггц* при частоте накачки 10 *Ггц* с шириной полосы пропускания порядка 100 *кгц*. С помощью этой станции были приняты сигналы от ракеты, удаленной от Земли на расстояние 650 000 *км*. За одной из пробных ракет весом около 6 *кг* удалось непрерывно следить на расстоянии до 340 000 *км*. Уровень принимаемого сигнала при этом был 158 *дб* относительно 1 *мвт*. При отсутствии на следящих станциях параметрических усилителей сигналы ракеты были бы потеряны на расстоянии порядка 80 000 *км*.

Еще бо́льшая дальность связи была осуществлена с помощью ПУ при слежении за спутником «Пионер-V». При мощности передатчика 5 *вт* на частоте 400 *Мгц* была осуществлена связь на расстоянии 3 500 000 *км*. Считают, что с помощью такого передатчика и параметрических усилителей возможно поддерживать связь на расстояниях до 8 000 000 *км*.

Интенсивные работы по исследованию параметрических усилителей и применению их в различных областях радиотехники проводятся в настоящее время как в нашей стране, так и за рубежом. Не подлежит сомнению, что в ближайшем будущем параметрические усилители получат весьма широкое распространение и станут необходимыми элементами самых различных приемных устройств.

ЛИТЕРАТУРА

Куликовский А. А., Линейные каскады радиоприемников, Госэнергоиздат, 1958.

Жаботинский М. Е., Молекулярные генераторы и усилители, Госэнергоиздат, 1958.

Зиньковский А. И., Лампы бегущей и обратной волны, Госэнергоиздат, 1959.

Федотов Я. А., Кристаллические триоды, Госэнергоиздат, 1956.

СОДЕРЖАНИЕ

Цена 15 коп.